LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

15 F
N° 1707
AOÛT 1984
LIXe ANNÉE
ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.MICRO-INFORMATIQUE.REALISATIONS



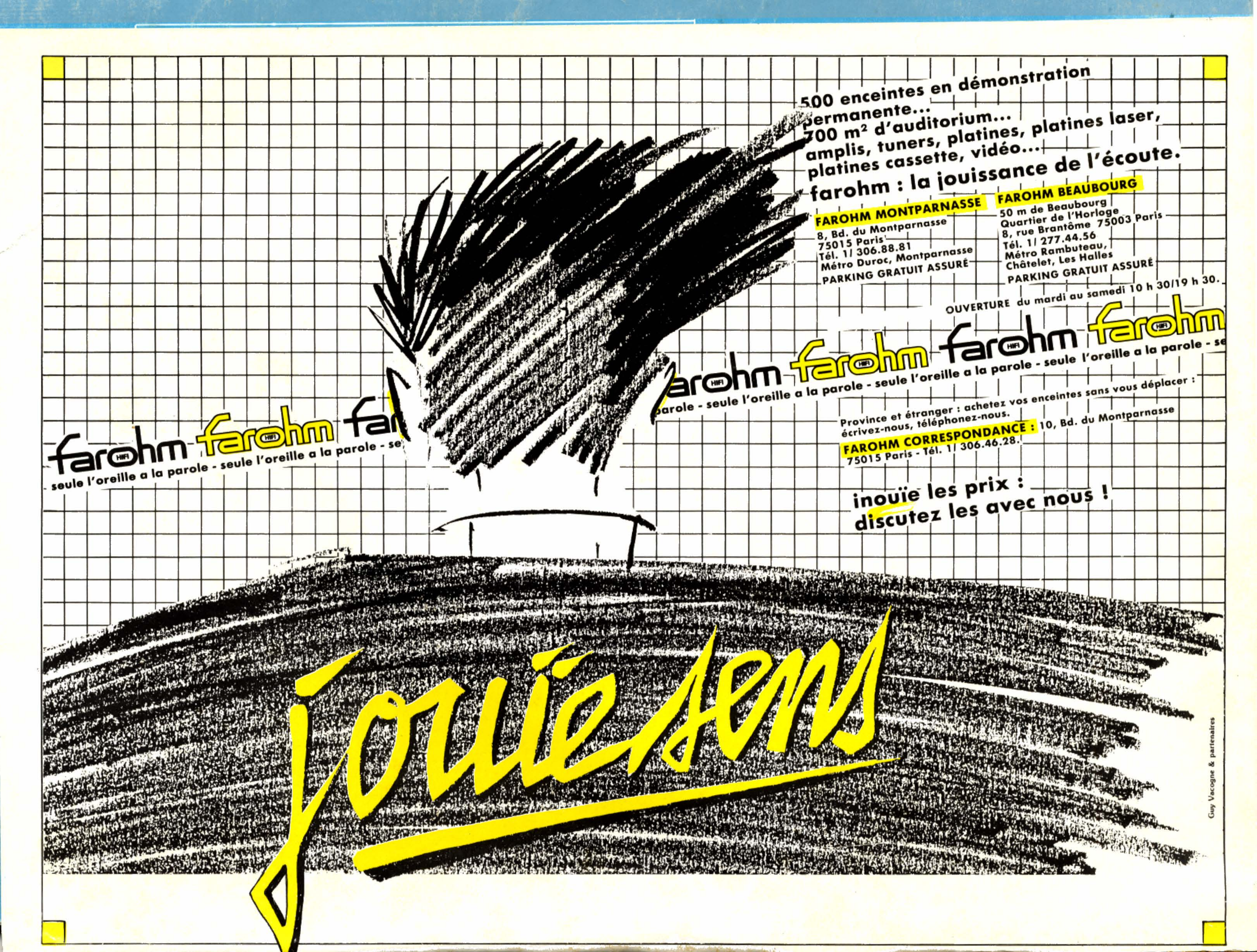
HI-FI
LA BANDE MAGNÉTIQUE A 50 ANS

REALISATIONS
RÉALISEZ UN INDUCTANCEMÈTRE CAPACIMÈTRE

MICRO INFORMATIQUE
LE MICRO ORDINATEUR ORIC ATMOS AU BANC D'ESSAI

Vidéo Actualité
LA CAMÉRA JVC GX-N70

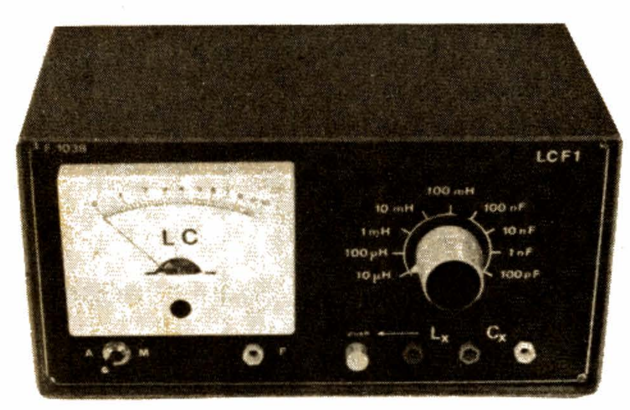
BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS


500 enceintes en démonstration
permanente...
700 m² d'auditorium...
amplis, tuners, platines, platines laser,
platines cassette, vidéo...
farohm : la jouissance de l'écoute.
FAROHM MONTPARNASSE
8, Bd. du Montparnasse
75015 Paris
Tél. 1/ 306.88.81
Métro Duroc, Montparnasse
PARKING GRATUIT ASSURÉ
FAROHM BEAUBOURG
50 m de Beaubourg
Quartier de l'Horloge
8, rue Brantôme 75003 Paris
Tél. 1/ 277.44.56
Métro Rambuteau,
Châtelet, Les Halles
PARKING GRATUIT ASSURÉ
OUVERTURE du mardi au samedi 10 h 30/19 h 30.
farohm HIFI farohm farohm farohm
seule l'oreille a la parole - seule l'oreille a la parole - seule l'oreille a la parole
Province et étranger : achetez vos enceintes sans vous déplacer :
écrivez-nous, téléphonez-nous.
FAROHM CORRESPONDANCE : 10, Bd. du Montparnasse
75015 Paris - Tél. 1/ 306.46.28.
inouïe les prix :
discutez les avec nous !
jouïe sens
Guy Vacogne & partenaires

SOMMAIRE

AUDIO – HI-FI TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS



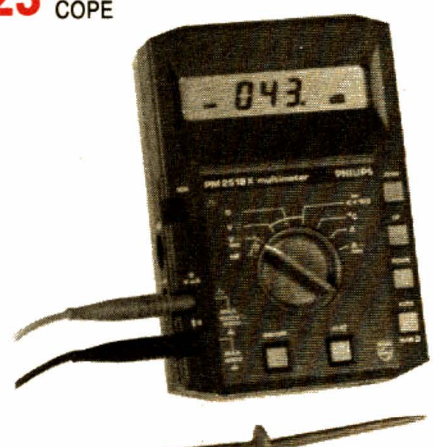
MICRO-INFORMATIQUE

RADIO – TV TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

VIDEO ACTUALITE

MESURE – SERVICE



DIVERS

de 25 MHz à 550 MHz SOYEZ SUR LA BONNE LONGUEUR D'ONDE



AOR

AR 2001 F

Gamme de fréquences:
25 à 550 MHz sans trou
Scrutation de fréquence:
par incrément de 5 kHz, 12,5 kHz, 25 kHz
Sensibilité:
FM bande étroite (NBFM): 0,3 µV = 12 dB SINAD
AM: 0,5 µV = 10 dB S/N
Seuil de squelch:
NBFM: 0,2 µV
AM: 0,2 µV
Sélectivité:
NBFM: ± 7,5 kHz à 6 dB, ± 20 kHz à 70 dB
AM: ± 5,0 kHz à 6 dB, ± 10 kHz à 70 dB
Modulation acceptée:
NBFM: ± 7,5 kHz
AM: 100 %
Fréquences intermédiaires:
1ère FI: 750 MHz, filtre céramique
2ème FI: 45,0275 MHz, filtre à quartz
3ème FI: 455 kHz, filtre céramique

Version française sans possibilité d'écoute des stations de radio-diffusion en FM

Réjection fréquence image et produits indésirables:
– 50 dB
Oscillateur de référence:
synthétiseur contrôlé par quartz
Vitesse de scrutation:
environ 5 canaux par seconde
environ 1 MHz en 6 secondes
Délai de scrutation:
normal: environ 1 seconde
avec délai: environ 2,5 secondes
Vitesse d'échantillonnage:
environ 2 secondes
8 mémoires
Sortie audio:
1 W à 10 % maximum de distorsion
Haut-parleur interne:
8 Ω
Alimentation:
12 à 14 V continu
Affichage fréquence et message:
cristaux liquides (LCD)
Dimensions:
L 138 x H 80 x P 200 mm
Poids:
1,1 kg

L'annonceur ne saurait être tenu pour responsable des erreurs de typographie.

Garantie et service après-vente assurés par nos soins
Vente directe ou par correspondance aux particuliers et revendeurs

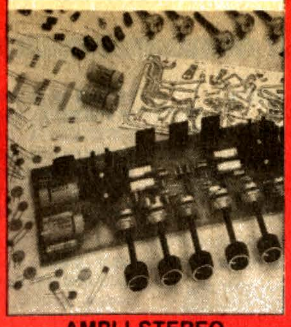
G.E.S. LYON: 10 rue de l'Alma, 69001 Lyon, tél.: (7) 830.08.66
G.E.S. PYRENEES: 28, rue de Chassin, 64600 Anglet, tél.: (59) 23.43.33
G.E.S. COTE D'AZUR: 454, rue des Vacqueries, 06210 Mandelieu, tél.: (93) 49.35.00
G.E.S. MIDI: 126, rue de la Timone, 13000 Marseille, tél. : (91) 80.36.16
G.E.S. NORD: 9, rue de l'Alouette, 62690 Estrée Cauchy, tél. : (21) 48.09.30 & 22.05.82
G.E.S. CENTRE: 25, rue Colette, 18000 Bourges, tél. : (48) 20.10.98
Représentation: Ardèche Drôme: F1FHK — Limoges: F6AUA
Prix revendeurs et exportation.
Nos prix peuvent varier sans préavis en fonction des cours monétaires internationaux
Disponibilité suivant importation

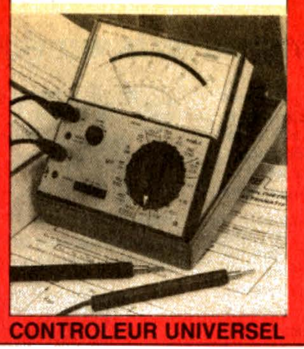


ENERALE ELECTRONIQUE SERVICES
68 et 76 avenue Ledru Rollin - 75012 PARIS
Tél. : 345.25.92 – Télex : 215 546F GESPAR

SORACOM


ELECTROLAB


AMPLI STEREO



CONTROLEUR UNIVERSEL



DIGILAB


CARTE MICRO-PROCES.

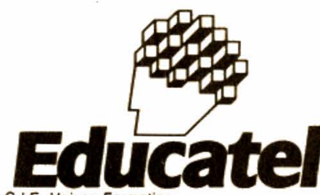
Un matériel passionnant pour maîtriser la technique:

ELECTRONIQUE - AUTOMATISMES RADIO TV HI-FI

METIERS PREPARES	NIVEAU POUR ENTREPRENDRE LA FORMATION	DUREE DE LA FORMATION (à raison de 4 dev./mois)
ELECTRONIQUE - AUTOMATISMES		
Electronicien	Accessible à tous	15 MOIS
Monteur câbleur en électronique	Accessible à tous	12 MOIS
Technicien électronicien	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	21 MOIS
Technicien en micro-électronique	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	17 MOIS
Technicien en micro-processeurs	C.A.P. - B.E.P. + Exp. Prof.	4 MOIS
C.A.P. électronicien	Accessible à tous	23 MOIS (8 dev./mois)
B.P. électronicien	C.A.P. - B.E.P. + Exp. Prof.	27 MOIS (8 dev./mois)
B.T.S. électronicien	BACCALAUREAT	27 MOIS (8 dev./mois)
Technicien en automatismes	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	23 MOIS
Spécialisation en automatismes	C.A.P. - B.E.P. + Exp. Prof.	10 MOIS
Technicien électromécanicien	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	18 MOIS
RADIO - TV - HI-FI		
Monteur dépanneur radio TV	Accessible à tous	18 MOIS
Monteur dépanneur radio TV Hi-Fi	Accessible à tous	22 MOIS
Monteur dépanneur vidéo/magnétoscope	Accessible à tous	18 MOIS
Technicien radio TV	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	20 MOIS
Technicien radio TV Hi-Fi	C.A.P. - B.E.P. - Seconde	25 MOIS

SOGEX

Si vous êtes salarié, votre étude peut être prise en charge par votre employeur (loi du 16-7-1971 sur la formation continue).
EDUCATEL - 1083, route de Neufchâtel 3000 X - 76025 ROUEN Cédex



G.I.E. Unieco Formation
Groupement d'écoles spécialisées.
Etablissement privé d'enseignement par correspondance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.

BON pour recevoir GRATUITEMENT

POSSIBILITE DE COMMENCER VOS ETUDES A TOUT MOMENT DE L'ANNEE

HTP 047

et sans aucun engagement une documentation complète sur le secteur ou le métier qui vous intéresse, sur les programmes d'études, les durées et les tarifs.

M. ☐ Mme ☐ Mlle ☐

NOM .... Prénom ....

Adresse: N° .... Rue ....

Code postal ☐☐☐☐☐ Localité ....

(Facultatifs)

Tél. .... Age .... Niveau d'études ....

Profession exercée ....

Précisez le métier qui vous intéresse: ....

EDUCATEL G.I.E. Unieco Formation
3000 X - 76025 ROUEN CEDEX
Pour Canada, Suisse, Belgique: 49, rue des Augustins - 4000 Liège
Pour TOM-DOM et Afrique: documentation spéciale par avion.

ou téléphonez à Paris (1) 208.50.02



UN LIMITEUR DE DYNAMIQUE POUR SIGNAUX STEREOPHONIQUES

Un correcteur de dynamique, cela sert, le plus souvent, pour éviter toute surmodulation par « volume excessif » dans le cas d'un amplificateur de sonorisation, voire dans celui d'un émetteur. On peut également l'utiliser, avec temporisation, pour surélever l'intensité sonore d'une annonce consécutive à une période de silence.

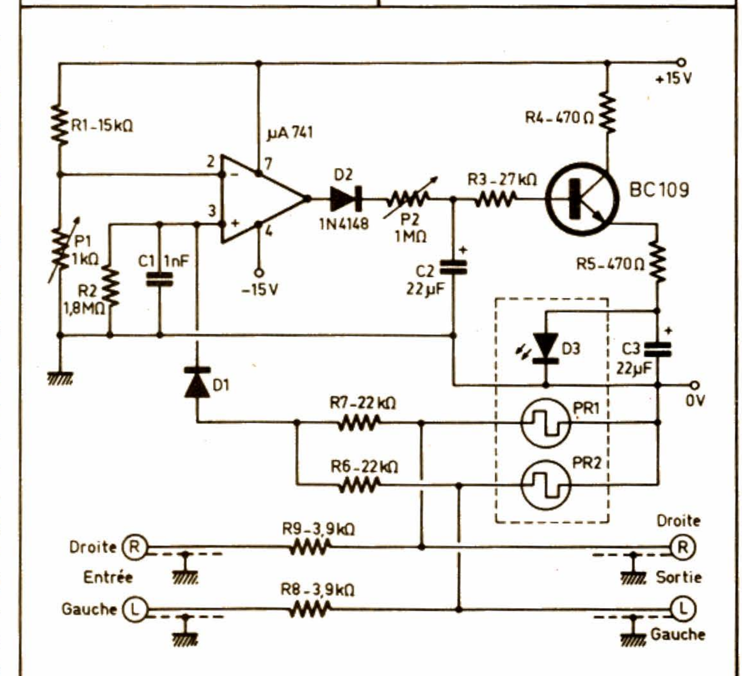
En stéréophonie, il peut arriver que seulement sur l'une des deux voies le signal soit suffisamment fort pour que le limiteur doive agir. Bien entendu, il doit alors agir sur les deux voies à la fois, pour que la proportion des intensités sonores reste respectée.

Dans le schéma proposé, la commande de volume se fait par le diviseur R_9/PR_1 pour la voie de droite, et par R_8/PR_2 pour celle de gauche. Ces deux photorésistances, PR_1 et PR_2, se trouvent éclairées par une LED de haut rendement, commandée par un transistor BC 109. Par R_6 et R_7, on transmet la somme des signaux sur l'entrée d'un amplificateur opérationnel par l'intermédiaire d'une diode de redressement. Théoriquement, cette somme peut être nulle, même à fort niveau, si les deux signaux stéréophoniques se trouvent en opposition de phase. Pour tenir compte de cette éventualité, il suffit de relier chacune des résistances R_6 et R_7 par une diode individuelle sur l'entrée de l'amplificateur. On obtient ainsi une fonction « OU » indépendante de la position de phase.

Agissant en comparateur, l'amplificateur opérationnel produit une brusque augmentation de sa tension de sortie quand la tension de redressement, accumulée sur C_1, dépasse le seuil dit d'intervention (de la limitation) qu'on fixe avec P_1. Aussitôt, D_2 charge C_2 via P_2, et, suivant la valeur d'ajustage de P_2, la LED va s'illuminer, soit immédiatement ($P_2 = 0$), soit au bout de 5 s environ ($P_2 = 1\ M\Omega$). Le bruit de commutation de la LED se trouve fortement atténué par C_3.

La durée du fonctionnement en régime atténué dépend de C_2, et elle est de 15 s environ. Puis, il faut attendre d'autres 15 s pour que le montage recouvre ses conditions initiales de fonctionnement. Des durées aussi longues sont nécessaires, d'après l'auteur, pour éviter tout effet de pompage.

Quant aux photorésistances, il n'est pas interdit d'en choisir des types qui présentent une résistance d'illumination particulièrement basse et dont la courbe de sensibilité soit adaptée à la couleur de la LED utilisée. Mais ce qui est plus important, c'est d'orienter ces photorésistances de façon qu'elles captent au maximum la lumière de la LED – et rien d'autre. Pour cela, l'auteur propose d'envelopper tout le coupleur optique dans une feuille d'emballage en aluminium (côté brillant vers l'intérieur), tout en isolant, par des gaines, les fils de connexion, pour éviter tout court-circuit accidentel.



Liste des composants

1 amplificateur opérationnel µA 741 (ou TL 081)
1 transistor BC 109 (ou BC 239)
D_3 : LED à haut rendement
PR_1, PR_2 : photorésistances (LDR 03, LDR 04 ou équivalents)
D_1 : 1N 4148
D_2 : 1N 4148
R_1 : 15 kΩ
R_2 : 1,8 MΩ
R_3 : 27 kΩ
R_4 : 470 Ω
R_5 : 470 Ω
R_6 : 22 kΩ
R_7 : 22 kΩ
R_8 : 3,9 kΩ
R_9 : 3,9 kΩ
P_1 : 1 kΩ
P_2 : 1 MΩ
C_1 : 1 nF
C_2 : 22 µF, 25 V
C_3 : 22 µF, 25 V
(E. Rossi, CQ Elettronica, Bologna, n° 4/82, p 102.)

Pratique de la Mesure

L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N° 1706)

Comme nous l'avons vu le mois dernier, le tube cathodique permet de positionner, sur son écran, un spot lumineux assimilable à un point. La position de ce spot est parfaitement contrôlée par les plaques de déviation. Sa luminosité et sa finesse sont commandées par la tension de Wehnelt d'une part et par celle de l'anode de concentration d'autre part. Le tube cathodique est donc une sorte d'écritoire magique dont la rapidité laisse loin derrière elle celle de tous les autres moyens connus. Le spot peut ainsi se déplacer à des milliers de kilomètres par seconde !

A une telle vitesse, ce spot pourrait être totalement invisible. Heureusement, deux phénomènes se conjuguent pour qu'il n'en soit rien :

– La rémanence de l'écran d'abord. La matière fluorescente rendue lumineuse par l'impact des électrons ne s'éteint pas immédiatement mais avec retard. Pour un tube normal, on peut compter cette rémanence en dizièmes de seconde. Certains écrans, pour applications spéciales, ont une rémanence allant à plusieurs dizaines de secondes.

– La persistance rétinienne de l'œil. La rétine se souvient pendant quelques dizièmes de seconde de l'impression visuelle reçue.

Finalement, si le spot se déplace à une vitesse suffisante sur l'écran, l'œil voit une ligne continue de luminosité régulière, et c'est ainsi qu'apparaîtront sur l'écran les oscillogrammes qu'il ne restera plus qu'à interpréter !

Utilisation du tube cathodique

Nous avons vu que la déviation du spot sur l'écran est proportionnelle à la différence de potentiel existant entre les deux plaques de déviation. Le tube cathodique est donc un voltmètre.

$y = K (V_1 - V_2)$

La mesure de la longueur y est ainsi une mesure de la d.d.p. $V_1 - V_2$, à condition de connaître le coefficient K.(K = 1 L/d V, voir le mois dernier). Ce coefficient K est la déviation obtenue par vol de d.d.p. En effet, si $V_1 - V_2 = 1$ V, alors y = K.

On exprime donc K en cm/V et on l'appelle **sensibilité** de la paire de plaques correspondantes.

Disons tout de suite que le tube cathodique n'est pas un voltmètre très sensible ! La valeur pratique de K dépend évidemment du type de tube, mais K est généralement compris entre 0,2 mm/V et 1 mm/V. Il s'agit donc d'une sensibilité faible puisque cela correspond pour 1 V à une déviation ayant l'ordre de grandeur du spot et par conséquent, non mesurable ! Il est facile de deviner que, dans ces conditions, l'utilisation du tube cathodique est à peu près sans intérêt ! Le voltmètre à aiguille est nettement plus performant... lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions continues ou à fréquence basse ! Quoi qu'il en soit, on se doute qu'il y a absolue nécessité d'intercaler entre le tube et la tension à mesurer un **amplificateur** étalonné destiné à augmenter l'amplitude de la déviation et à la rendre exploitable.

N.B. La sensibilité d'un tube cathodique est sou-

vent exprimée, non pas en cm/V comme ci-dessus, mais en V/cm, valeur inverse de la précédente : ainsi 0,2 mm/V ou 0,02 cm/V correspondent à 50 V/cm et 1 mm/V ou 0,1 mm/V à 10 V/cm.

1. L'amplificateur de déviation

Cet amplificateur est indispensable, nous venons de le voir, pour exploiter correctement le tube cathodique. Mais la réalisation d'un tel ampli n'est pas simple, compte tenu des impératifs difficiles qu'il doit respecter.

Devant procurer une sensibilité importante que le tube seul n'a pas, il doit être à **grand gain.** Ainsi, en raisonnant sur une sensibilité moyenne de 25 V/cm, si l'on désire observer correctement des tensions de 5 mV, sous 1 cm de déviation, il faut un gain maximum de $25/5.10^{-3}$ = 5 000.

Ce n'est pas négligeable et cela ne peut pas s'obtenir avec un seul étage, évidemment !

Il est indispensable d'amplifier les tensions sans les déformer : il doit donc s'agir d'un montage à haute **linéarité,** donc de grande qualité. De plus, la tension de sortie doit être importante, atteignant ou même dépassant la centaine de volts crête-à-crête, pour un balayage complet de l'écran. Un tel ampli nécessite alors une alimentation à tension au moins égale au potentiel le plus élevé désiré, donc de 100 V ou plus !

Il est nécessaire d'avoir une amplification constante dans une large bande de fréquences car – et c'est là l'intérêt du tube cathodique – les signaux appliqués seront souvent à fréquence élevée, mais aussi parfois à fréquence basse, voire nulle, dans le cas d'une mesure sur courant continu !

La courbe de réponse en fréquence doit donc être plate de 0 à plusieurs mégahertz ! On a d'ailleurs assisté, ces dernières années, à une course vers les fréquences élevées. Il y a quelque 20 ans, les oscilloscopes dépassaient péniblement le mégahertz ! Il y a 10 ans, une bande de 10 MHz était considérée comme très correcte ! Aujourd'hui, on parle de 20, 50 et même 60 MHz pour des matériels presque... grand public !

L'intérêt de telles bandes passantes n'est d'ailleurs pas du tout dans le fait que, par exemple, le cibiste pourra examiner les détails de sa porteuse 27 MHz, mais dans celui que tout signal non sinusoïdal doit être considéré comme une somme de signaux comprenant une fondamentale et de nombreuses harmoniques. Ainsi, par exemple, un signal carré à 10 MHz comporte certes une fondamentale à cette fréquence, mais aussi des harmoniques à 20, 30, 40... mégahertz ! Ces harmoniques atteignant parfois le gigahertz ! (le 100e !). On peut admettre en approximation pratique que l'oscilloscope doit passer au moins le dizième harmonique de la fondamentale pour que le signal soit montré avec une forme correcte. Cela signifie que pour passer un signal carré à 10 MHz, il faut un oscillo à bande atteignant au moins 100 MHz ! Sinon le signal est déformé, généralement arrondi, les angles droits disparaissant ! Avec un oscilloscope de bande 10 MHz ou même un peu plus, le signal carré sera vu comme... une sinusoïde, seule la fondamentale traversant l'amplificateur.

Il s'agit d'ailleurs d'un petit détail qui échappe à beaucoup d'électroniciens, même avertis ! Or, de tels signaux ne sont pas aussi rares qu'on le croit. Ils existent dans de nombreux montages logiques ! Les horloges des microprocesseurs, des synthétiseurs et autres circuits à division de fréquence travaillent souvent à des fréquences de plusieurs mégahertz ! Si vous observez de tels signaux carrés avec un oscilloscope à bande passante faible, non seulement vous ne les verrez pas sous leur vraie forme (ils seront le plus souvent très arrondis !), mais pas non plus sous leur vraie amplitude, car l'absence des harmoniques réduit d'autant l'amplitude finale. En somme, vous ne verrez qu'un signal présentant un très lointain rapport avec la réalité et dont l'observation est sans intérêt, hormis celui de constater que signal... il y a !! Mais, de grâce, n'en tirez pas d'autre conclusion ! Et nous ne parlons pas encore de la perturbation apportée par le prélèvement lui-même !

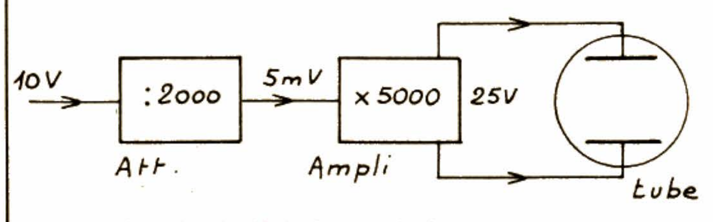


Fig. 1. – Circuits de déviation verticale.

Nous avons vu, le mois dernier, les avantages de l'attaque symétrique des plaques de déviation. Pour y parvenir, il faut évidemment utiliser un ampli à sorties symétriques. Cette exigence supplémentaire ne facilite pas, on s'en doute, la conception de l'amplificateur !

Enfin, s'il est nécessaire d'observer des tensions faibles, 5 mV par exemple, il faut souvent aussi en observer de bien plus élevées, et alors il faut en principe réduire le gain de l'amplificateur. C'est une chose très difficile à réaliser. Il est en effet indispensable de garder intacte la courbe de réponse. Or, tout réglage de gain a tendance à la modifier. En fait, on va contourner cette nouvelle difficulté ! On laisse travailler l'amplificateur à gain maximum et on **atténue** le signal à observer. Ainsi, dans l'exemple précédent, nous ayant amené à un ampli de gain 5000, donnant 1 cm de déviation pour 5 mV à l'entrée, si nous injectons maintenant 10 V, en conservant le même gain, il faut atténuer de $10/5.10^{-3}$ = 2 000 fois.

Cela va nous donner la configuration de la figure 1. On peut trouver cette solution un peu bizarre : atténuer pour amplifier ! Mais c'est la seule qui sauvegarde précision du gain et bande passante ! En effet, l'ampli fonctionne toujours dans les mêmes conditions et peut donc être parfaitement réglé pour le meilleur rendement, avec un gain très bien défini. D'autre part, l'atténuateur est très facile à réaliser en lui donnant des taux différents et eux aussi bien définis. Nous y reviendrons plus loin.

Un dernier point important : l'impédance d'entrée

de l'amplificateur doit être suffisamment élevée pour faire un voltmètre acceptable. On se rappelle cette nécessité longuement discutée lors de l'étude du contrôleur universel ! En fait, ici, c'est vers l'atténuateur qu'il faut regarder puisque c'est lui qui reçoit la tension à observer. Cependant, il est non moins sûr que l'ampli ne doit pas charger anormalement la sortie de cet atténuateur et de là en perturber le fonctionnement. Généralement, l'entrée de l'ampli est équipée de transistors à effet de champ (FET) et présente donc une impédance de plusieurs mégohms, au moins. Il n'y a donc pas problème ! Quant à l'atténuateur, il est conçu pour présenter, sur son entrée, une impédance constante de 1 MΩ. Cette valeur étant normalisée sur tous les oscilloscopes normaux. Seuls les modèles montant très haut en fréquence (à échantillonnage, par exemple) ont des impédances normalisées à 50 Ω.

Nous pouvons constater tout de suite que si 1 MΩ/5 mV, en sensibilité maximum, correspond à 2 00 MΩ/V, ce qui est très bon pour un voltmètre, par contre 1 MΩ/10 V donne 100 kΩ/V, ce qui est nettement moins bon ! En gamme 50 V, on tombe à 1 MΩ/50 V, soit 20 kΩ/V, ce qui nous ramène aux performances d'un banal contrôleur universel.

L'oscilloscope est donc un voltmètre de qualité très variable selon la gamme choisie. Il va nous poser les mêmes difficultés d'emploi que les autres voltmètres. Notons bien ce point et gardons-le bien présent dans notre esprit ! L'oscilloscope va ainsi se comporter comme le multimètre numérique, lequel a aussi une impédance d'entrée constante, mais fixée en général à 10 MΩ. A ce point de vue, l'oscilloscope est 10 fois moins bon que le multimètre ! Le lecteur peut d'ailleurs se demander la raison du choix de 1 MΩ. Pourquoi pas 10 MΩ, comme le multimètre ? Simplement parce que l'oscilloscope doit monter beaucoup plus haut en fréquence et qu'il a fallu trouver un compromis acceptable entre haute impédance et réponse aux fréquences élevées ! C'est qu'il ne faut surtout pas oublier ces fa-

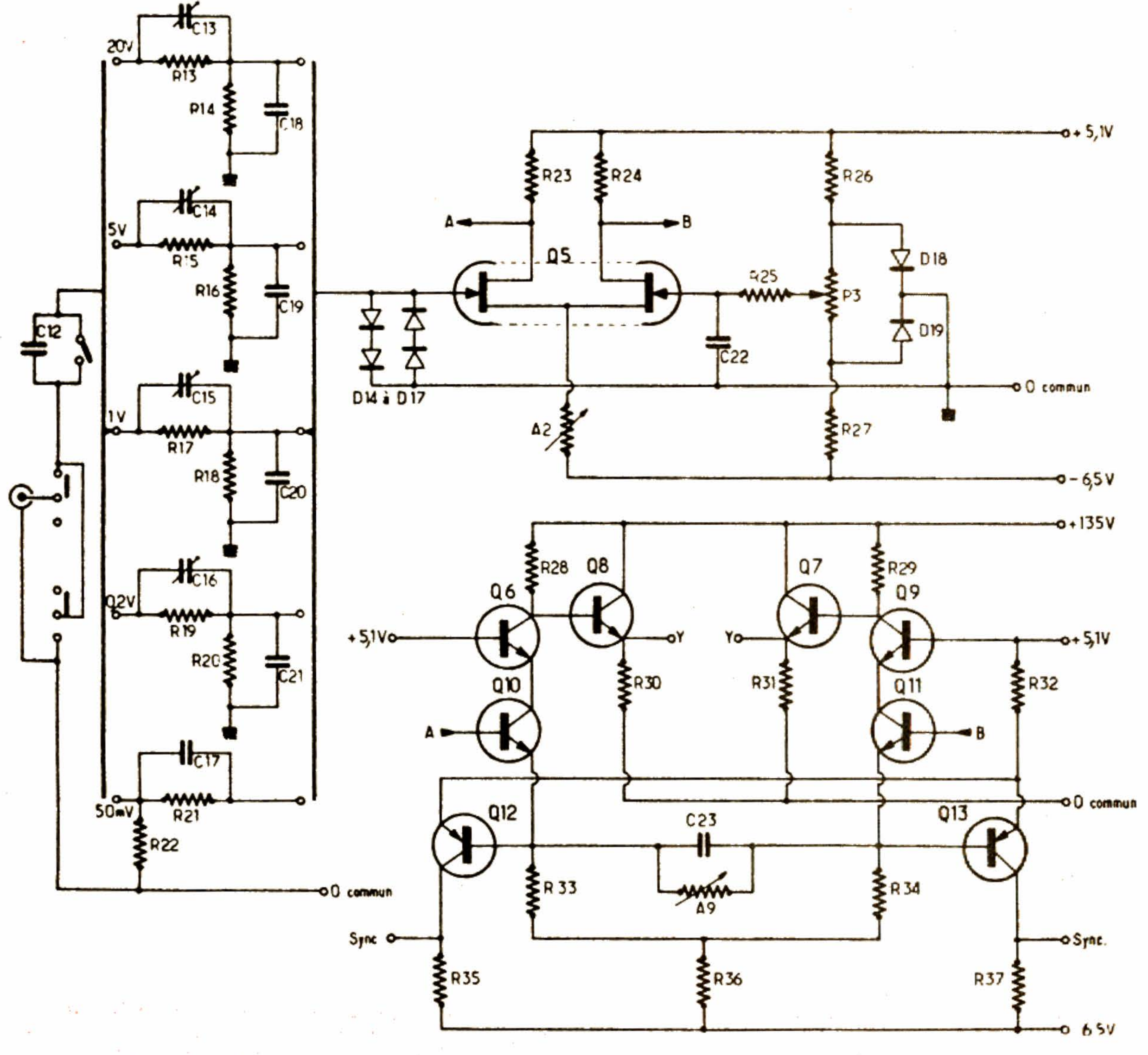


Fig. 2. – Un schéma d'amplificateur vertical d'oscilloscope.

meuses capacités parasites dont nous avons déjà parlé et qui viennent shunter les résistances matérielles ! Capacités du même ordre, que la résistance soit de 1 MΩ ou de 10 MΩ ! Si l'on fixe à 15 pF leur ordre de grandeur, cela équivaut à une impédance parasite de : 1/6,28 F C, soit à 1 MHz de : $1/6{,}28 \times 10^6 \times 15.10^{-12} = 10\,000\ \Omega$ environ, venant en parallèle sur la résistance prévue. C'est déjà terrible sur 1 MΩ ! C'est catastrophique sur 10 MΩ ! Nous verrons, plus loin, une solution à ce problème.

Nous montrons, en figure 2, le schéma d'un amplificateur de déviation verticale d'oscilloscope, pour servir à illustrer ces propos. Il s'agit d'ailleurs d'un montage à performances très modestes : une sensibilité de 50 mV/cm et une bande passante de 5 à 6 MHz ! On y trouve cependant toutes les particularités évoquées ci-dessus :

– Une entrée à double FET, Q_5. La section de gauche de ce transistor amplifie le signal utile, tandis que la section de droite reçoit une tension continue réglable par P_3 et qui se trouve ainsi mélangée au signal. On obtient de cette manière le **cadrage** vertical de la trace, P_3 permettant de monter ou de descendre la position moyenne du spot. Noter les diodes D_{14} à D_{17} évitant de claquer le double FET par excès de niveau.

– La sortie de Q_5 est symétrique, préparant déjà l'attaque finale du tube. Les tensions sont disponibles en A et B. Elles attaquent alors l'ampli symétrique final, constitué des transistors Q_6 à Q_{13}. Noter la tension élevée de l'alimentation : 135 V, nécessaires pour obtenir les niveaux de balayage du tube, niveaux prélevés en Y/Y.

– Notons simplement l'existence des sorties annexes marquées **sync** et dont nous verrons l'utilité plus tard.

2. L'atténuateur

On le distingue parfaitement sur la gauche de la figure 2. Ici, il est monté avec 5 sections seulement, alors que sur certains oscilloscopes beaucoup plus performants, on peut compter jusque 12 sections au moins !

L'atténuateur doit réduire l'amplitude du signal dans un rapport précis. Ce rapport est donné par les deux résistances de chaque section. R_1 et R_2 de la figure 3. Par ailleurs, la somme des deux résistances doit être constante et égale à 1 MΩ. . On a donc une première équation de la cellule :

$R_1 + R_2 = 10^6$ en Ω

Par ailleurs, il faut atténuer dans un rapport donné, soit r, ce qui nous permet d'écrire la seconde équation de la cellule :

$(R_1 + R_2)/R_2 = r$

Voyons cela sur un exemple précis : cellule de la figure 2, section 20 V. On peut évidemment remplacer $R_1 + R_2$ par sa valeur dans la deuxième équation, ce qui donne : $10^6/R_2 = r$

Ici, la tension de 20 V doit être ramenée à 50 mV, sensibilité typique de l'ampli de déviation, ce qui donne $r = 20/50.10^{-3} = 400$, d'où $R_2 = 10^6/400 = 2\,500\ \Omega$.

On peut alors tirer la valeur de R_1 qui est de $10^6 - 2\,500 = 997\,500\ \Omega$. Les deux résistances de la cellule seront à 1 % pour une bonne précision du rapport d'atténuation.

Les deux résistances seules ne donneraient un bon fonctionnement qu'aux fréquences basses. En effet, il est facile de comprendre que la même capacité parasite va apparaître aux bornes de ces deux résistances, mais que leurs valeurs étant très différentes, les effets produits ne seront pas les mêmes. Rappelons que 15 pF à 1 MHz équivalent à 10 000 Ω ! Or, 10 000 Ω en parallèle sur 2 500 Ω ne font pas le même effet que sur 997 500 Ω !

Il est indispensable de **compenser** l'atténuateur. Cela s'obtient en montant des condensateurs matériels en parallèle sur les deux résistances et en calculant leur valeur pour que les effets soient les mêmes sur les deux résistances, lesquelles seront ainsi réduites **dans le même rapport,** ce qui ne modifiera pas le rapport d'atténuation, mais seulement l'impédance d'entrée de la cellule. Pour obtenir un tel résultat, il suffit de respecter la relation suivante :

$R_1 C_1 = R_2 C_2$ (voir fig. 3)

Les inévitables capacités parasites sont comprises dans les valeurs réelles de C_1 et C_2. Voyons un exemple de calcul, en reprenant la section 20 V (fig. 2). Choisissons tout d'abord la valeur de C_1, soit 25 pF. On a alors, en reprenant les résultats précédents :

$997\,500 \times 25 = 2\,500 \times C_2$

ce qui donne

$C_2 = 997\,500 \times 25/2\,500 = 9\,975$ pF.

Pratiquement, nous monterons un condensateur de 10 000 pF (10 nF) et nous adopterons pour C_1 un ajustable de 30 pF, ce qui permettra de tenir compte des capacités parasites, non incluses dans le calcul précédent.

La capacité d'entrée de la cellule d'atténuation équivaut à C_1 et C_2 en série, ce qui donne une valeur C_0 telle que $1/C_0 = 1/C_1 + 1/C_2$. Cette relation permet de tirer la valeur cherchée :

$C_0 = (25 \times 997\,500)/(25 + 997\,500)$

soit $C_0 \simeq 25$ pF.

Il est astucieux, dans un montage simple, de calculer C_1 et C_2 pour avoir la même valeur de C_0 pour toutes les cellules, ce qui est indispensable pour pouvoir utiliser une sonde, comme nous le verrons plus loin. Toutefois, comme cela est difficile à réussir pratiquement, on préfère souvent arriver à une valeur de C_0 trop faible, par C_1 et C_2, et amener la capacité d'entrée à sa valeur idéale par l'adjonction d'un condensateur ajustable C_{adj} entre l'entrée de cellule et la masse. Une valeur de 30 pF est généralement retenue par les constructeurs d'oscilloscopes.

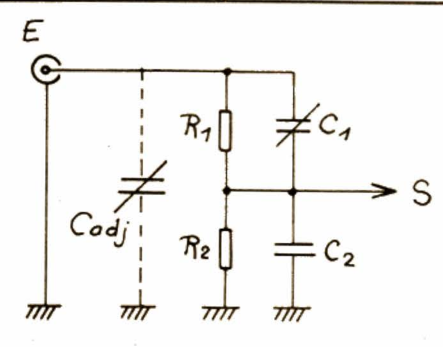


Fig. 3. – Cellule d'atténuation.

F. THOBOIS

LA BANDE MAGNETIQUE A 50 ANS

1934 : BASF – Badische Anilin Soda Fabrik – livre les premiers 50 000 mètres de bande magnétique à AEG – Allgemeine Elektrizitat Gesellschaft – pour un appareil tout nouveau qui sera baptisé du nom de « Magnetophon » et qui devrait être présenté au Funkausstellung de Berlin au mois d'août. Des difficultés techniques de dernière minute obligeront de reporter cette présentation à l'année suivante. On peut toutefois dire que la première fabrication industrielle de bande magnétique sous la forme que nous lui connaissons encore aujourd'hui date de cette année-là : la bande magnétique a donc bel et bien 50 ans.

C'est cet anniversaire que BASF n'a pas manqué de fêter cette année, dès le mois de janvier, avec donc un léger décalage en avant sur l'événement, ce qui nous a permis de voir, tant au siège de Ludwigshafen de la firme allemande que dans ses nouvelles unités de production de Willstatt en pays de Bade, les dernières réalisations de BASF dans le domaine des supports magnétiques.

Certes, depuis l'origine, il n'y a pas eu de grands changements dans le principe de la bande magnétique et elle consiste toujours en un ruban de matière plastique recouvert d'un enduit magnétisable. Mais de nombreuses améliorations ont été apportées au produit tel qu'il se présentait à l'origine : des matières plastiques de meilleure qualité et plus adaptées en ce qui concerne le support, des pigments nouveaux et plus efficients pour l'enduction... Les toutes premières bandes faisaient appel à un enduit de poudre de fer extrêmement fine ; l'oxyde de fer s'étant avéré plus avantageux de par ses propriétés rémanentes, il remplaça très vite la poudre grise d'origine et donna cette teinte brune, devenue habituelle, à la bande.

La notion de « bande sonore » ne suffit plus aujourd'hui pour décrire l'ensemble des performances qu'elle accomplit et des domaines qu'elle touche. A la bande sonore sont venues s'ajouter les bandes vidéo pour l'enregistrement d'images, les bandes d'ordinateurs, les bandes des-



Photo 1. – L'usine de Ludwigshafen est le principal centre de production du groupe BASF. Le terrain de l'usine s'étend sur une surface de 6,13 km². Il atteint une longueur de près de 5,4 km le long du Rhin ; sa plus grande largeur est de 1,9 km. Plus de 1 500 bâtiments, y compris les installations d'exploitation, sont construits sur le terrain de l'usine. (Photo BASF.)

tinées à commander des ensembles de machines, à régler la course des satellites sur leur orbite, à détecter les gisements pétroliers...

Nous sommes aujourd'hui habitués à une reproduction Hi-Fi aux sons purs et exacts, alors que la qualité du son des premières bandes magnétiques correspondait tout juste à la bande passante des réceptions d'émetteurs en modulation d'amplitude des gammes d'ondes PO ou GO. On a dépassé, depuis longtemps maintenant, la limite extrême des 12 500 Hz que fixaient les normes DIN dans les années 1960, pour pénétrer dans des domaines à peine perceptibles par l'oreille humaine.

On lira, par ailleurs, où en est actuellement la fabrication des supports magnétiques chez BASF. Tant en ce qui concerne les bandes audio que les bandes vidéo, le processus de fabrication pour les bandes conventionnelles ne s'écarte guère de la routine. Il s'agit de techniques et de technologies que la firme de Ludwigshafen maîtrise parfaitement bien. Mais nombre de nos lecteurs seront vraisemblablement intéressés de connaître les différentes phases de l'élaboration d'une bande magnétique et les néophytes ne manqueront pas d'être surpris, et par le nombre d'opérations différentes nécessaires pour parvenir au produit fini et par la multiplicité des contrôles qu'entraîne un suivi sérieux de la fabrication. Toutefois et parallèlement à la fabrication, ingénieurs et techniciens de BASF déploient une activité toute aussi nécessaire et indispensable, celle qui conduira aux produits de demain : la recherche et le développement de nouvelles technologies est, en effet, un des éléments moteurs de l'évolution dans le bon sens de toute entreprise. Et c'est ainsi que nous avons pu voir au centre de Ludwigshafen les premières bandes à dépôt métallique « sous vide », le métal étant évaporé sous faible pression (10^{-5} torr) sur des feuilles de mylar et avec une épaisseur si faible (0,1 μ) que l'ensemble obtenu est transparent. Nous sommes ici dans le domaine des dépôts en couches minces et divers procédés sont expérimentés : non seulement celui que nous venons de citer, mais également le « sputtering » radiofréquence qui est une autre approche de ce type de dépôt de très faible épaisseur. Ce qui n'empêche pas BASF de continuer de perfectionner les oxydes conventionnels, en particulier ceux au dioxyde de Chrome (CrO_2) dont il s'est fait son cheval de bataille, avec comme but des pigments aciculaires encore plus fins. Rappelons ici que si les pigments plus fins présentent de multiples avantages : couches plus homogènes, surfaces plus lisses, meilleur rapport signal/bruit... ils conduisent aussi à une moindre résistance à l'usure des couches magnétiques, désavantage qui ne peut être compensé que par de meilleurs liants et procédés de fabrication. Ce qui a amené BASF à conduire des recherches sur les liants polymères, lesquelles recherches ont abouti à de nouveaux liants permettant de traiter de façon optimale les pigments fins.

Les propriétés magnétiques de la couche d'oxydes, son épaisseur et son état de surface concourent, avec la tête magnétique, à la finesse des points de magnétisation lors de l'enregistrement ; dynamique, durée d'audition, dimensions de la bande en dépendent. Des mots clé, dont certains apparus récemment, comme enregistrement analogique et numérique, longitudinal et vertical, qui sont à l'ordre du jour des temps présents, montrent que la technique d'enregistrement est en train de changer. Toutefois, et d'un autre point de vue, le fabricant ne doit pas non plus négliger la fiabilité de ses produits de même que l'ambition technique doit être tempérée par un soucis de rentabilité.

Certes, la densité des fines particules pour la fabrication de couches à

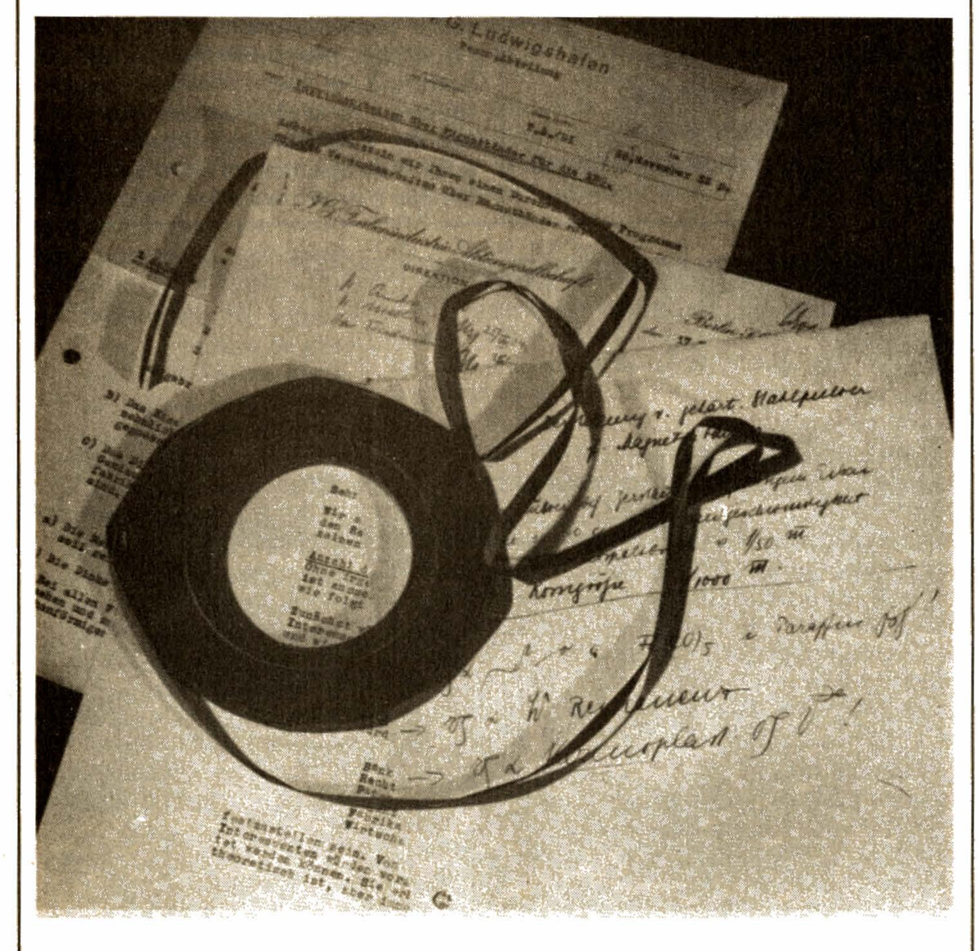


Photo 2. – Une bande provenant de la première fabrication d'essai de BASF en 1932 : que de chemin a-t-il encore fallu parcourir pour en arriver à la souplesse aujourd'hui bien connue des bandes magnétiques ! (Photo BASF.)

faible bruit et à moment magnétique élevé, l'homogénéité et la nécessité de surfaces lisses pour éviter la modulation sont autant d'impératifs qui font mieux apprécier l'intérêt que présentent les pigments métalliques et les couches minces métalliques. Les pigments métalliques ont un moment magnétique plus grand que les pigments d'oxydes ; les couches minces métalliques les surpassent encore. De plus, grâce à la technique du dépôt sous vide, celles-ci peuvent être métallisées de façon ultra-lisse et sont particulièrement adaptées à l'enregistrement des faibles longueurs d'onde du fait de leur très faible épaisseur.

En théorie, les couches minces métalliques constituent le support idéal pour l'enregistrement vidéo ou numérique. Contrairement aux couches d'oxydes, les couches minces ne nécessitent pas de liant et peuvent être considérées comme un entassement de particules. Leurs propriétés expliquent également les résultats médiocres obtenus pour l'enregistrement des fréquences sonores de grandes longueurs d'onde lors de leur utilisation dans des microcassettes. Cependant, malgré les problèmes qu'elles posent – technique de fabrication difficile, usure, tendance à la corrosion... – l'intérêt pour ces nouvelles couches magnétiques est évident, d'autant que ces problèmes sont en voie de solution pour la plupart d'entre eux. Néanmoins, pour BASF, cette logique de l'évolution ne doit pas faire perdre de vue les problèmes non encore résolus ou pouvant recevoir de meilleures solutions, dans les applications déjà en cours. Pour illustrer ce point de vue, le Dr Werner Grau – directeur de développement au sein de la division opérationnelle « Systèmes d'information » de BASF – considère le système vidéo de 8 mm ou camescope. Pour ce dernier, seules des bandes métal ou à couches minces métalliques peuvent être utilisées.

Les investissements énormes faits jusqu'à présent pour l'amélioration des bandes, et qui doivent être poursuivis, n'ont bénéficié qu'à une réduction du format des cassettes sans que, globalement, les avantages des nouvelles couches magnétiques se répercutent sur la qualité de l'image ; en effet, ce qui a été gagné avec l'adoption des nouvelles couches a

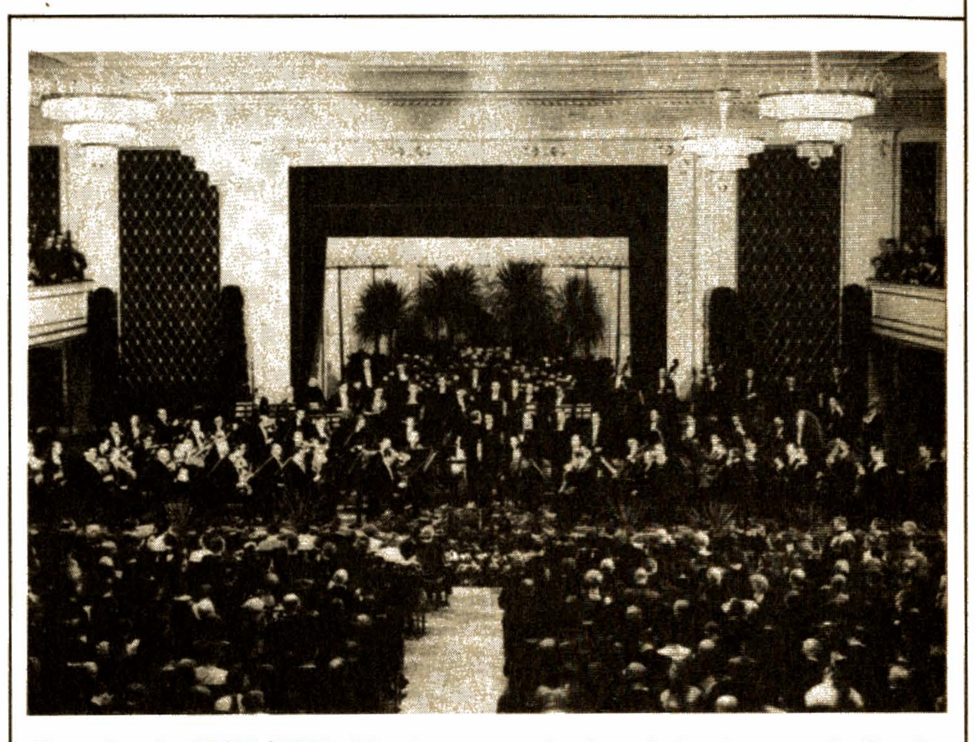


Photo 3. – Le 19/11/1936 : L'orchestre symphonique de Londres sous la direction de Sir Thomas Beecham donne un concert à la salle des fêtes de BASF à Ludwigshafen/Rhin. Ce fut le premier concert du monde à avoir été enregistré sur bande magnétique sonore. (Photo BASF.)

été perdu par une réduction de la largeur de la bande. Il n'existe toujours pas – sauf en laboratoire – de têtes vidéo appropriées aux bandes métalliques. Il n'existe toujours pas, non plus, de bandes à couches métalliques capables de fonctionner sûrement et pouvant être fabriquées de façon rentable. Même avec des feuilles supports ultra-minces, il sera très difficile d'obtenir plus de 3 à 4 heures de durée d'enregistrement. De plus, les bandes à couches minces demandent une tout autre technique de fabrication que les bandes à pigments avec liant : les procédés actuels de fabrication ne leur sont donc pas applicables. Le système 8 mm montre de plus en plus nettement quels peuvent être les résultats d'une réalisation précipitée et d'une mauvaise réflexion. Les magnétoscopes d'un demi-pouce ont connu des progrès surprenants s'agissant de la réduction de leurs dimensions et répondent aux souhaits des utilisateurs, en particulier en ce qui concerne les cassettes programmes. Tant pour l'appareil que pour la bande, il existe une technique de fabrication confirmée, qui est l'aboutissement d'investissements coûteux. Si donc, dans ces conditions, l'on orientait vers le format demi-pouce les efforts de financement actuellement faits pour les bandes métal et les bandes à dépôt sous vide, cela conduirait à une amélioration substantielle de la qualité des enregistrements. Apporter une solution aux problèmes encore posés par le format demi-pouce ne demande ni plus ni moins de travail que pour les appareils de 8 mm. Il serait donc raisonnable, pour le Dr Grau, de laisser aux nouvelles technologies le temps de mûrir et de ne les appliquer que lorsqu'on pourra en attendre de véritables avantages. Mais la concurrence effrenée de l'industrie électronique oblige à faire des efforts de renouvellement et d'innovation de plus en plus répetés, même si cela entraîne des dépenses croissantes... Et c'est pourquoi BASF, tout en étant très circonspect quant à l'avenir du 8 mm, s'est lancé dans l'étude des nouveaux types de bande magnétique, métal et à dépôt métallique sous vide. Les prototypes sont au point et il ne reste plus qu'à attendre la suite des événements : « wait and see !... » BASF n'exclut pas l'éventualité d'une orientation de l'utilisation de

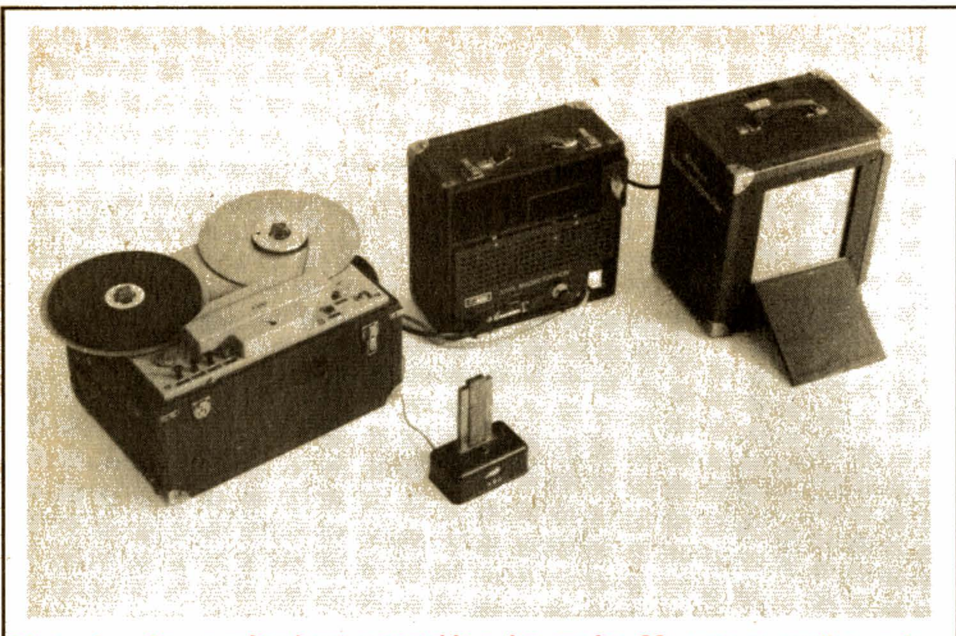


Photo 4. – Ce magnétophone « portable » des années 30, avec appareil enregistreur, amplificateur, haut-parleur et microphone, pesait plus de 50 kg.

ces bandes vers le demi-pouce, auquel cas ces bandes seraient ainsi détournées de leur destination première...

Toutefois, c'est dans le domaine de l'audio et de la vidéo numériques grand-public que les nouvelles bandes devraient trouver un champ d'applications idéal. Compte tenu du fait que la transmission du son et de l'image sous forme numérique nécessite une grande quantité de bits par unité de temps, une longue durée d'enregistrement implique une forte densité de bits par unité de surface.

BASF considère qu'une durée d'enregistrement longue est une condition essentielle si on veut que l'enregistrement numérique du son s'impose. En effet, tout nouveau système doit être adapté aux souhaits des consommateurs ; la cassette connaît un grand succès parce qu'elle répond tout à fait aux désirs des utilisateurs grand-public. De ce fait, BASF accorde peu de chances à un système numérique ne présentant pas de durée d'enregistrement assez longue, 2 × 60 minutes au moins. Par ailleurs, il ne suffit pas d'offir un système qui, théoriquement, dispose d'une dynamique élevée si, en pratique, cette dynamique reste limitée par les sources sonores, les émetteurs radio, par exemple.

Deux systèmes d'enregistrement sont actuellement envisagés :

- Le système multipiste à tête fixe : avec une cassette C120, ce qui correspond à une longueur de bande de 170 mètres en 3,81 mm de largeur, il est possible de parvenir à une durée d'enregistrement numérique du son de 1 heure à la vitesse de 4,75 cm/s avec un appareil à tête fixe comportant 12 pistes. Avec une bande plus large et des pistes plus étroites, il serait possible de prolonger la durée d'enregistrement, mais alors le format minicassette serait abandonné.

- Le système monopiste à tête tournante : pour éviter les problèmes qui se posent dans le cas des têtes multipistes, fixes, on pourait utiliser un système mécanique – plus compliqué toutefois – à tambour rotatif du type de ceux équipant les magnétoscopes demi-pouce. Pour ce genre d'appareil, on a pu calculer pour une cassette C-120 une durée d'enregistrement de 8 heures, soit donc 8 fois plus que le précédent système.

En ce qui concerne l'enregistrement vidéo numérique grand-public et compte tenu à la fois du niveau de la technique et des impératifs de qualité, la qualité de bits serait de 5 à 15 fois plus importante que celle nécessaire pour l'enregistrement du son. Pour une durée d'enregistrement supérieure à une heure et demie, et s'agissant de la cassette 8 mm, les dimensions réduites de cette dernière donnent à penser que les difficultés ne manqueront pas, à cause en particulier de la faible surface de bande disponible ; il n'est même pas encore certain qu'un enregistrement vidéo numérique de 3 heures soit possible avec ce type de cassette, même dans des conditions favorables.

De toute façon, cette évolution future suppose des supports magnétiques de haut potentiel magnétique. Les couches à pigments métalliques,



Photo 5. – Au premier Salon de la Radio de l'après-guerre (fin janvier 1947 à Coblence), les visiteurs pouvaient enregistrer eux-mêmes leur voix sur une bande de magnétophone. Une vraie sensation à l'époque ! (Photo Südwestfunk/ Archives historiques.)

et plus encore les bandes à dépôt métallique sous vide, sont de ce point de vue supérieures aux couches classiques à pigment d'oxyde. Du fait de la miniaturisation allant de pair avec l'enregistrement numérique de longue durée, il apparaît que dans les années futures, les pigments traditionnels perdront du terrain.

Le Dr Grau devait révéler que BASF travaillait dès à présent sur des particules multiaxiales pour l'enregistrement isotrope et sur des ferrites de baryum pour l'enregistrement vertical. L'enregistrement vertical doit conduire aux plus fortes densités d'enregistrement qu'il soit possible d'atteindre, et ce grâce à des couches métalliques spéciales. Tous ces travaux menés dans les laboratoires BASF sont une étape nécessaire pour le passage de l'enregistrement analogique à l'enregistrement numérique.

Cette transition se fera de façon très progressive. Le système à minicassette audio, les systèmes vidéo grand-public actuels vont continuer à être perfectionnés et ne laisseront la place aux systèmes numériques que lorsque ces derniers auront fait la preuve de leur capacité et de leur compétitivité. La résolution des problèmes techniques qui se présentent s'agissant des enregistrements numériques demandera encore beaucoup d'efforts et de travail pour aboutir à des produits qui, impérativement, devront être fiables.

L'enregistrement numérique audio-vidéo constitue l'avenir de la bande magnétique. Ce grand potentiel d'évolution dépendra toutefois aussi d'un procédé concurrent de l'enregistrement magnétique, à savoir l'enregistrement magnéto-optique à laser. A propos de ce dernier, il a été annoncé que 30 mn de musique pouvaient être enregistrées numériquement sur un disque magnéto-optique de 12 cm de diamètre*. En comparant ces chiffres avec ceux donnés plus haut pour l'enregistrement magnétique numérique, il s'avère que les nouvelles techniques auront encore un long chemin à parcourir avant de devenir compétitives.

Et pendant ce temps, les techniques actuelles et conventionnelles continueront à être améliorées et à progresser, constituant une cible toujours renouvelée pour les nouvelles techniques. Pour BASF, l'affrontement entre techniques traditionnelles et nouvelles ne se produira pas au cours des années 80, et il est même douteux que la prochaine décennie le voit. Mais si c'était néanmoins le cas, on pourrait toujours considérer les nouvelles techniques comme un perfectionnement de l'enregistrement magnétique, qui a aujourd'hui 50 ans.

Ch. PANNEL

* Il s'agit de K.A. Schouhamer Immink et J.J.M. Braat : « Experiments towards an erasable Compact Disc digital audio system », 73e Convention de l'Audio Engineering Society. Eindhoven 1983. Preprint n° 1970.

La fabrication des bandes magnétiques BASF

Les bandes sonores, vidéo et pour ordinateurs consistent — c'est ainsi depuis 50 ans — en une feuille de support en matière plastique, sur laquelle on a déposé un enduit magnétisable, c'est-à-dire une couche de vernis chargée d'un pigment magnétisable finement réparti. On utilise du polyester pour la feuille de support, de l'oxyde de fer ou du bioxyde de chrome pour le pigment magnétisable ; le vernis, par contre, peut varier dans une large mesure. Voyons maintenant les différentes phases de fabrication.

Préparation de l'oxyde

BASF produit elle-même l'oxyde de fer et le bioxyde de chrome pour la production des bandes magnétiques. Les particules d'oxyde présentent une structure aciculaire (en forme de fine aiguille) d'une longueur de 0,3 à 1,0 μm, suivant le type d'oxyde, le diamètre étant inférieur à 0,1 μm. Une sélection soigneuse de la matière

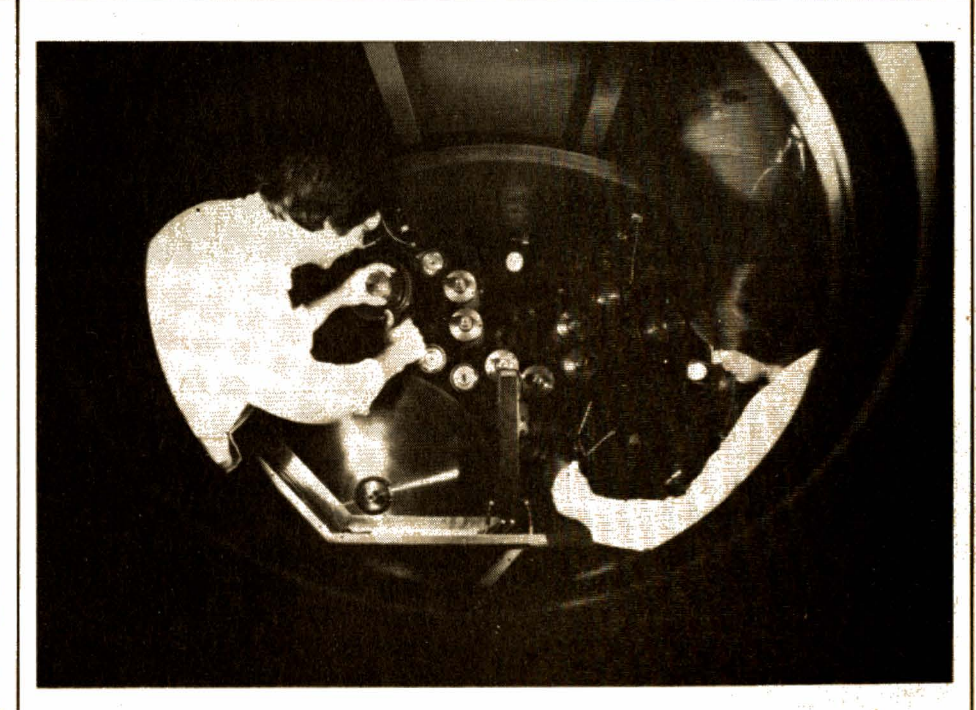


Photo 6. — Outillage de fabrication des bandes magnétiques métallisées sous vide. La métallisation sous vide de couches métalliques extrêmement fines (environ dix millièmes de millimètre) ne fonctionne qu'en vide très poussé. BASF met au point cette technologie pour les bandes vidéo et les disques d'ordinateur. (Photo BASF.)

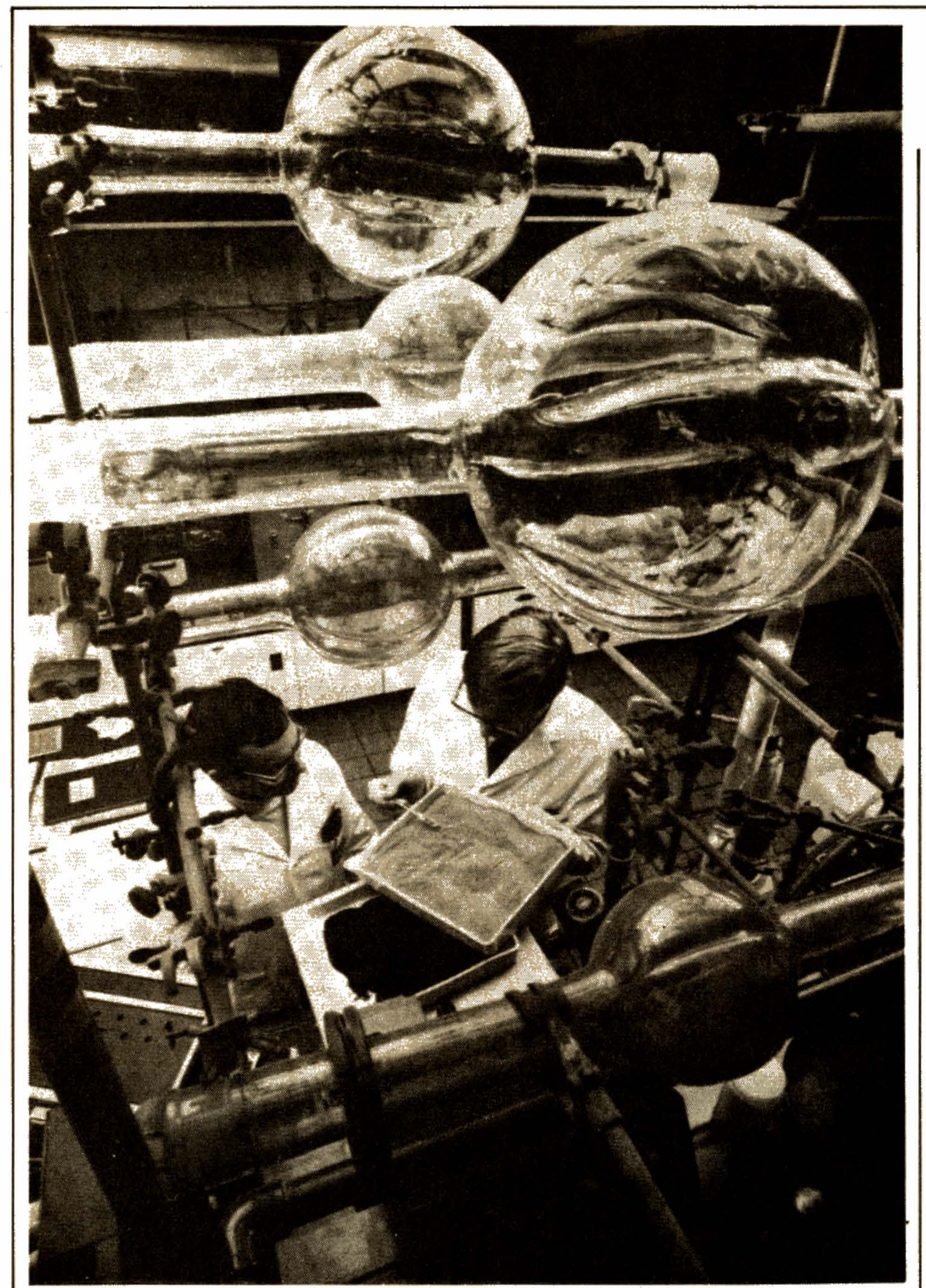


Photo 7. – Laboratoire de recherche pour pigments magnétiques. Vu que BASF fabrique les trois produits d'origine – pigment magnétique, vernis et solvant – nécessaires à l'enduction, il peut constamment améliorer ces composants et optimaliser les propriétés des bandes magnétiques. (Photo BASF.)

de départ et un contrôle rigoureux à tous les stades de la préparation de l'oxyde garantissent des caractéristiques magnétiques constantes de ce dernier.

Préparation de la dispersion

Afin d'obtenir les valeurs magnétiques et électroacoustiques requises, l'oxyde doit être mélangé au liant (vernis) de manière à obtenir une dispersion tout à fait homogène. Cette dispersion homogène de l'oxyde dans le liant est obtenue à l'aide de tubes broyeurs remplis de billes et disposés dans des lignes de broyage.

Lors de la préparation de la dispersion d'oxyde magnétisable, la qualité de celle-ci est déterminée non seulement par les propriétés des matières premières (oxyde et liant), mais aussi par des paramètres purement techniques, tels que le diamètre des corps de broyage, la durée du broyage, la viscosité du mélange oxyde-vernis-solvants, la température extérieure et, en partie même, l'ordre de l'addition des différents composants. C'est seulement en maîtrisant complètement ces facteurs qu'il sera possible d'obtenir cette répartition extrêmement fine de l'oxyde qui doit aller jusqu'à l'isolation de chaque aiguille séparée dans le liant. Les aiguilles d'oxyde ne doivent en aucun cas être rompues.

La feuille de support

BASF utilise une feuille de polyester comme support pour les bandes magnétiques.

Enduction

La dispersion d'oxyde magnétisable préparée est conservée dans de grands récipients à agitateurs, en utilisant de l'azote en tant que gaz de protection, avant d'être pressée, à travers de filtres fins, dans des conduites en acier inox. Celles-ci amènent la dispersion jusqu'aux machines à enduire ; ces dernières la déposent sur la feuille plastique, opération délicate qui doit être effectuée dans un milieu absolument exempt de poussière. Dans la dispersion exempte d'agglomérés et appliquée dans des couches de 3 à 22 μm d'épaisseur (à l'état liquide, elles sont 6 à 7 fois plus épaisses), des particules de poussière, même si elles ne mesurent que quelques millièmes de millimètres, seraient comme de gros morceaux de matière non magnétique. Des particules de poussière de cette taille sur la couche magnétique éloigneraient celle-ci des têtes d'enregistrement et de reproduction de l'appareil, de sorte que la magnétisation ne serait pas suffisante à ces endroits. C'est pourquoi les machines à enduire sont installées dans une zone dite « blanche », climatisée et séparée du reste de l'usine, qui est accessible seulement à travers un sas. La feuille de support est nettoyée encore une fois immédiatement avant l'enduction afin d'éliminer toute impureté provenant éventuellement de la fabrication.

Lors du processus d'enduction, la feuille passe au-dessous d'une tête de coulée qui dépose une couche mince de dispersion sur celle-ci.

L'uniformité de l'épaisseur de la couche magnétique, dans des toléran-

ces très étroites, joue un rôle décisif sur la qualité de la bande magnétique. Elle dépend d'une part du positionnement très exact des rouleaux sur lesquels la feuille glisse, et d'autre part d'une fondation lourde et exempte de vibrations du dispositif de coulée. L'épaisseur de la couche est contrôlée durant l'enduction.

Orientation magnétique

Immédiatement après l'application de la couche, celle-ci passe, encore à l'état humide, devant un aimant puissant qui oriente chaque aiguille de pigment magnétique – par exemple, dans le cas d'une bande sonore – dans le sens de marche de la feuille. De cette manière, on obtient une direction magnétique préférentielle améliorant considérablement la qualité électroacoustique des bandes magnétiques.

Séchage

La couche encore humide du solvant est ensuite séchée dans un tunnel de séchage disposé immédiatement après le dispositif de coulée. Afin d'obtenir un grand parcours de séchage, la feuille enduite passe sur de nombreuses poulies de guidage. Les vapeurs de solvants dégagées sont absorbées par du charbon actif et recyclées. A la fin du tunnel de séchage, la feuille passe à travers un poste spécial où, sous l'effet de la pression et de la chaleur, elle obtient une surface absolument lisse.

Ce traitement améliorant la surface est nécessaire pour assurer un contact mécanique et magnétique optimal entre la bande et les têtes. La feuille enduite passe ensuite par un compteur de mesure et un adaptateur d'essai pour un test électroacoustique préliminaire, puis, elle est enroulée en « blocs ».

Découpage

Des machines de précision coupent, avec une précision de quelques centièmes de millimètres, les feuilles magnétiques de chaque bloc en bandes de différentes largeurs (12,65 mm pour les bandes vidéo, 6.3 mm pour les bandes sonores d'amateurs destinées à des magnétophones, 3,81 mm pour les bandes de minicassettes).

Contrôles

Indépendamment des tests déjà effectués pendant et après les différentes phases de fabrication – préparation de l'oxyde et du vernis, procédé de dispersion, enduction, etc. –, les bandes sont, pour être acceptées, encore soumises à des contrôles électroacoustiques et mécaniques.

Si toutes les exigences en ce qui concerne la réponse en fréquence, la capacité de modulation, le facteur de distorsion, la sensibilité, le rapport signal-bruit, les échos, l'épaisseur de la bande et la qualité des bords de la bande – pour les bandes vidéo, en plus, le rapport signal-interférence, l'absence de signal (drop-outs), la chrominance et le niveau de haute fréquence – sont remplies, les bandes passent à la phase finale de fabrication.

Chargement

Dans l'atelier de chargement, les bandes sont embobinées automatiquement, à partir de gros rouleaux, dans les boîtiers des cassettes vidéo et compactes, ou, en ce qui concerne les bandes sonores d'amateurs ou les bandes d'ordinateurs, sur des bobines usuelles. Plus spécialement, les cassettes compactes sont passées à travers un autre poste, où l'on contrôle

DEVELOPPEMENT DES PRODUITS

	Année (livraison) 1983 84 85 86 87 88 89 90 91
Vidéo	Particules d'oxyde ——→ - - - - - ? Particules de métal ——→ - - - - ? Film métallique mince ——→ Analogique ——→ ? - - - - - -Numérique
Audio	Particules d'oxyde ——→ Particules de métal ——→ Analogique ——→ Numérique ——→
Bande ordinateurs	Particules basse H_c * ——— ? Particules haute H_c ——→
Floppy Disk	Particules basse et haute H_c ——→ Particule isotropiques ——→ Film mince vertical ——→
Disques magnétiques rigides	Particules basse H_c ——— 14″→ Particules haute H_c ——— 14″→ Film mince chim. ——— < 14″, 5″→ Films d'oxyde ——→ - - - ? - - Film mince vide métal ——< 5″→
Mode d'enregistrement	Longitudinal ——→ Isotropique ——→ ? - - - Particules verticales - - → Film mince vertical ——→
Concurrence optique	Optiquement réversible ? - - - - - - - - - →

* H_c : champ coercitif



Photo 8. – Contrôle des défauts de bandes vidéo, visualisés sur un écran. (Photo BASF.)



Photo 9. – Des machines de précision découpent la feuille en bandes magnétiques de différentes largeurs, au centième de millimètre près. (Photo BASF.)

APPLICATION MAGNETIQUES DES MATERIAUX

Intensité des efforts de recherche et de développement dans le monde

		légère	moyenne	forte
PARTICULES	γ Fe_2O_3	Bandes ordinateurs	Cassette IEC I Disque magnétique rigide 5'' Disque magnétique rigide 14''	
PARTICULES	Fe_2O_3 dopé au cobalt	Audio Numérique Disque magnétique	Cassette IEC II	Vidéo 1/2'', 1'' HD Floppy Disk
PARTICULES	CrO_2	Audio Numérique	Cassette IEC II	Vidéo 1/2'', 1'' Bande ordinateur HD
PARTICULES	Métal	Cassette IEC IV Audio Numérique 1/2'' Vidéo		8 mm Vidéo
PARTICULES	Orientation verticale	8 mm Vidéo Floppy Disk		
PARTICULES	Isotropique	Vidéo	Floppy Disk	
FILMS	Métal long.			Disque magnétique rigide < 14'' 8 mm Vidéo
FILMS	Métal vertical	Disque magnétique rigide		Floppy Disk
FILMS	Oxyde	Disque magnétique rigide 14''		

automatiquement le nombre correct des vis, les dimensions de la cassette, l'exactitude de la couche, la présence de toutes les pièces, le ressort de pression et le couple de rotation.

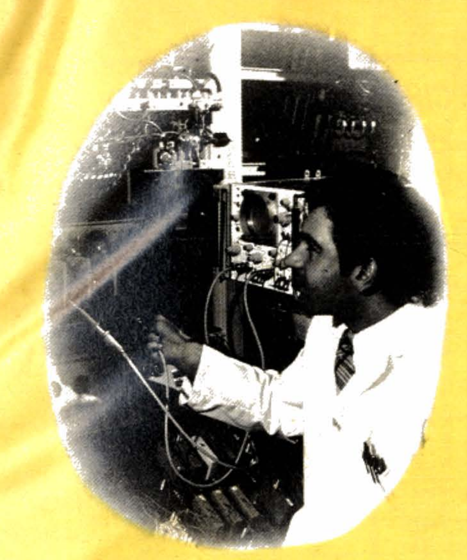
Emballage

Les cassettes et bandes contrôlées et irréprochables sont transportées à l'aide de tapis roulants là où elles seront étiquetées et emballées.

Vérification

Après l'emballage, on prélève, suivant un choix statistique, des bandes afin de les vérifier encore une fois. Alors seulement, les bandes magnétiques peuvent être dirigées vers l'expédition. ■

* D'après une documentation BASF.



Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.
Présentés de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronicien.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.
Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaule, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :
voltmètre,
oscilloscope,
générateur HF,
ampli-tuner stéréo,
téléviseurs, etc...
Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

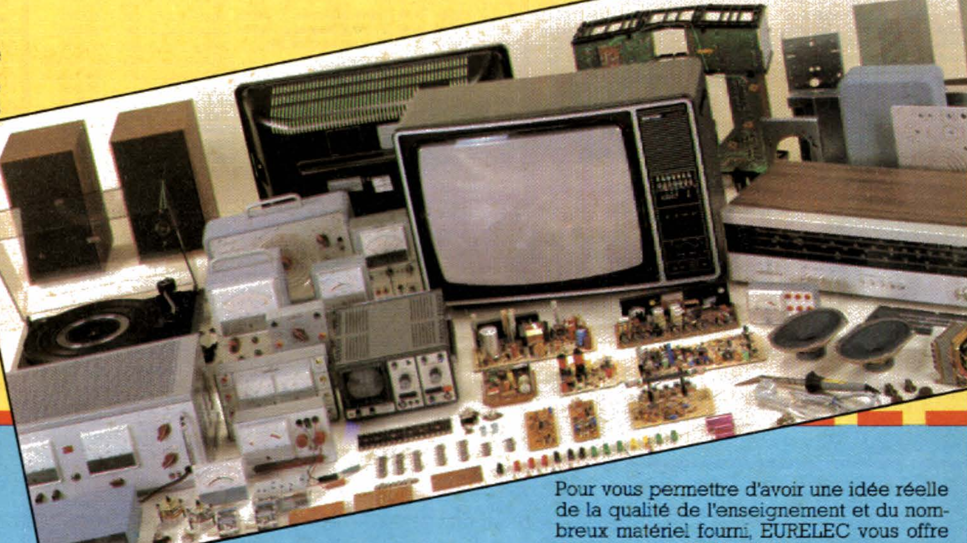
Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.



institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON-FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.
Je soussigné : Nom ______________ Prénom ______________
Adresse : ______________
Ville ______________ Code postal ______________
désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**

- Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
- Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

DATE ET SIGNATURE :
(Pour les enfants, signature des parents).

adci 1030-04153

LE WALKMAN SONY VM 20

Si le micro lecteur de cassette ou Walkman WM-20 vous tombe entre les mains, vous aurez certainement envie de le démonter pour découvrir comment un constructeur a réussi à loger un lecteur de cassette, avec Dolby, dans un boîtier guère plus encombrant qu'une boîte de cassette. Autre curiosité : cet appareil n'a besoin pour se nourrir que d'une seule pile de 1,5 V.

Le secret de l'alimentation

En fait, ce secret est connu de tous les électroniciens. Sony utilise ici un convertisseur continu/continu dont nous donnons le schéma sur la figure 1. Au centre de ce convertisseur, nous voyons un transformateur dont le primaire est traversé par le courant de collecteur de Q 803 (transistor de commutation). Lorsque Q 804 conduit, son courant de collecteur alimente la base de Q 803 et lui permet d'osciller. Cette oscillation est entretenue par le secondaire du transformateur. L'amplitude de l'oscillation parvenant à la base est limitée par le transistor Q 805 qui, lorsque la tension de sortie devient trop élevée, shunte la base de Q 803. C'est la diode zener D 801 qui, en liaison avec la tension de seuil de base de Q 805, permet de comparer la valeur de la tension de sortie. Cette conception de convertisseur est relativement classique mis à part quelques périphériques comme l'emploi d'un transistor pour

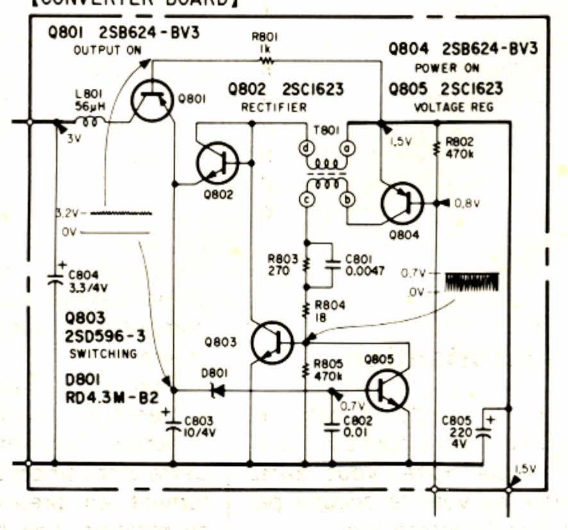
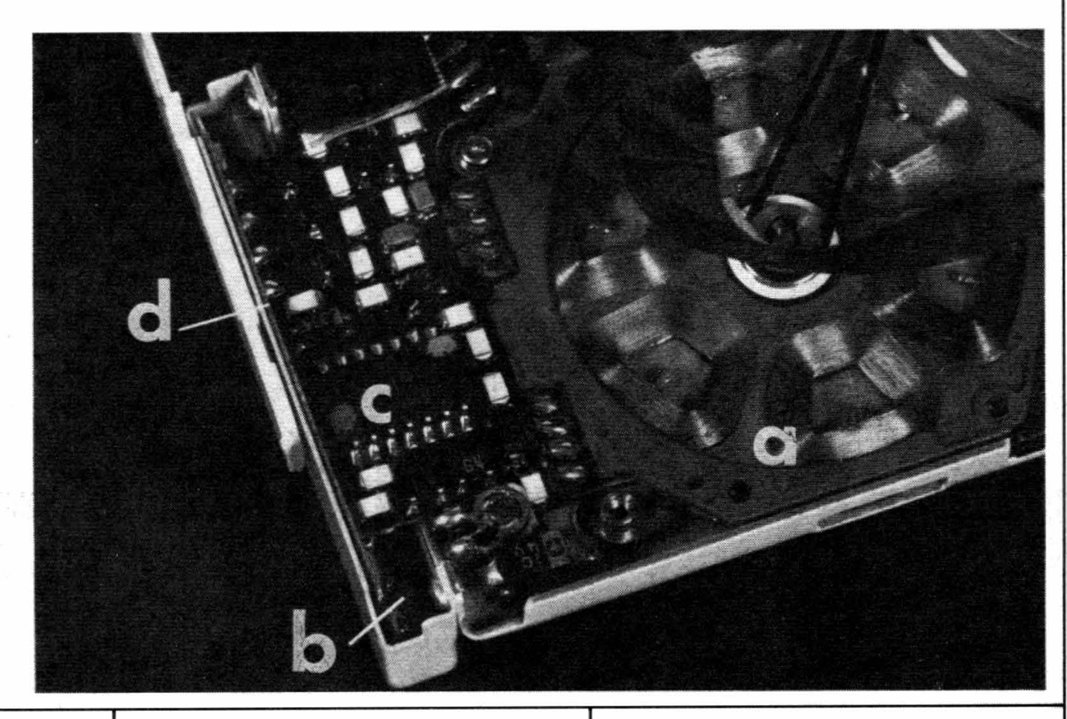


Fig. 1. — Schéma du convertisseur continu/continu.

Photo A. – Vue intérieure du VM 20. En (a), nous avons le moteur avec ses six bobines plates. En (b), le transformateur du convertisseur qui a trouvé là une toute petite place. Le circuit intégré (c) est du type à boîtier plat. Notez la soudure de ses pattes en d. Le circuit imprimé de l'alimentation apparaît perpendiculairement à celui de pilotage du moteur.



assurer le redressement. Le transistor Q 801 laisse passer le courant de sortie, il n'entrera en service que lorsque la tension de sortie du convertisseur sera suffisante, ce transistor est vraisemblablement là pour faciliter le démarrage du convertisseur qui, à la mise sous tension, travaille à vide.

La base de Q 804 est alimentée par le mécanisme d'arrêt automatique du magnétophone.

Avec ce convertisseur, nous avons à notre disposition une tension de 3 V susceptible d'alimenter les circuits d'amplification et du moteur.

Des circuits intégrés capables de travailler à basse tension sont utilisés à tous les niveaux des circuits d'amplification : préamplificateur de lecture, réducteur de bruit et amplificateur de puissance. Le principal intérêt de l'alimentation par convertisseur est que la tension d'alimentation reste pratiquement constante quel que soit l'état d'usure de la pile.

Le secret de la miniaturisation

Prenez une boîte de cassette et mesurez le volume disponible entre la cassette et cette boîte, vous aurez alors une idée du volume occupé par la mécanique et l'électronique.

Pour ce magnétophone, on a conçu un moteur extra plat. La photo montre une partie de ce moteur : les bobinages sont moulés dans une masse de matière plastique. Au-dessous de cette masse, nous avons un aimant Samarium Cobalt plat et multipolaire monté sur un disque le rendant moins fragile. Pour refermer le circuit magnétique, un disque vient se placer concentriquement à la poulie que l'on voit ici entraîner une courroie. Le circuit imprimé, à gauche du stator, est celui du moteur. On voit ici un circuit intégré, quadruple comparateur associé à des composants passifs (résistances et condensateurs) et actifs (transistors, peu visibles ici compte tenu de leur couleur sombre). Un minuscule potentiomètre donne accès au réglage de la vitesse. Contre ce circuit et perpendiculairement, nous avons le circuit du convertisseur dont le transformateur est placé en bas et à gauche.

Les liaisons entre circuits se font par des circuits imprimés souples et par conséquent très fins, le circuit imprimé flexible supporte lui aussi des composants montés en surface, côté cuivre.

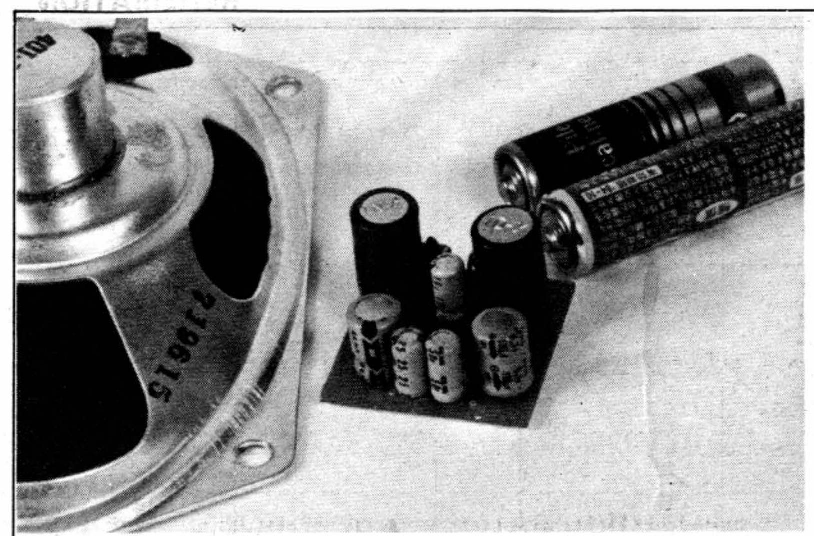
Pour son entraînement, le cabestan a bénéficié d'une paire de volants d'inertie tournant en sens inverse. Cette disposition améliore le comportement en présence d'accélérations en rotation. Les bobines sont entraînées par des pignons mûs par la courroie unique d'entraînement.

Les pièces de commande des mouvements ont été usinées dans un acier inoxydable très fin. Bref, il ne reste plus beaucoup de place de libre et, comme il a tout de même fallu loger la tête de lecture, Sony a triché en permettant l'extension, hors des cotes du boîtier à cassette, du porte-cassette ! pendant la lecture. Cette opération dévoile aussi la prise pour casque qui assure également le contact de mise sous tension : une sécurité contre l'usure trop rapide des piles.

Conclusions

Avec son WM-20, Sony produit l'un des plus petits appareils de ce type du marché. Ici, la cassette est protégée pendant la lecture. Cette miniaturisation a demandé la mise en service de techniques spéciales comme le choix d'un moteur extra plat ou un montage des composants en surface avec emploi de circuits imprimés flexibles. Des techniques qui conduisent à un prix tout de même élevé. Signalons aussi la sortie d'une version voisine avec récepteur FM, cette dernière reprend certaines des techniques utilisées ici, mais a tout de même conduit le constructeur à augmenter l'épaisseur de l'appareil de quelques millimètres. Tout devient alors plus facile, si l'on peut dire !

E.L.



UN MINIAMPLIFICATEUR STEREO 3 A 12 V POUR CASQUE OU AUTRE CHARGE

L'amplificateur stéréo que nous proposons ici utilise un circuit intégré en boîtier DIL 8, c'est-à-dire à 8 pattes. Deux entrées, une sortie, par ampli, plus 2 pour l'alimentation ; difficile de faire plus simple. Ce circuit intégré, nous l'avons utilisé précédemment dans un ampli en pont, monophonique capable d'être alimenté sous une faible tension, la plage de tension d'alimentation étant de 1,8 à 15 V...

Le TDA 2820 M utilisé ici est en fait un « ancien modèle » ou plus précisément la version préliminaire du TDA 2822 M. Les deux versions sont très proches l'une de l'autre, les quelques modifications concernent essentiellement le gain du circuit qui perd 6 dB au bénéfice d'une amélioration de la distorsion et du bruit de fond. Les deux versions, compatibles broche à broche, seront éventuellement proposées, dans le futur.

Le schéma de principe est donné sur la figure 1, il s'agit d'un montage sans surprise avec : résistances de polarisation à l'entrée et à la masse – condensateur d'entrée éliminant une éventuelle tension continue – un découplage est assuré par condensateur de 100 µF – un condensateur de sortie évite d'envoyer du courant continu dans le haut-parleur. Bien entendu, de sa valeur dépendra la réponse en fréquence dans le grave. Cette valeur déterminera également l'encombrement de l'amplificateur, une donnée parfois critique. Enfin, derrière le condensateur, des circuits RC se chargent de stabiliser le comportement de l'amplificateur vis-à-vis de charges réactives.

On notera l'absence de condensateur de bootstrap, condensateur permettant, sur certains amplis de puissance, de disposer d'une puissance de sortie supérieure, l'attaque des transistors étant meilleure.

Réalisation

Le circuit imprimé est donné sur la figure 2, l'implantation sur la figure 3. Le montage ne présente pas d'autre difficulté que celle du respect des polarités des condensateurs et du circuit intégré. Au début des opérations, on aura intérêt à placer le circuit intégré, composant bas et dont les pattes devront être préformées avant leur montage. Les condensateurs périphériques créent une barrière ne facilitant pas l'introduction du circuit intégré. On choisira des condensateurs dont la tension de service sera la plus basse possible de façon à avoir un encombrement réduit. La tension de service du condensateur de sortie sera égale à la moitié de la valeur de la tension d'alimentation. Pour réduire l'encombrement, on pourra

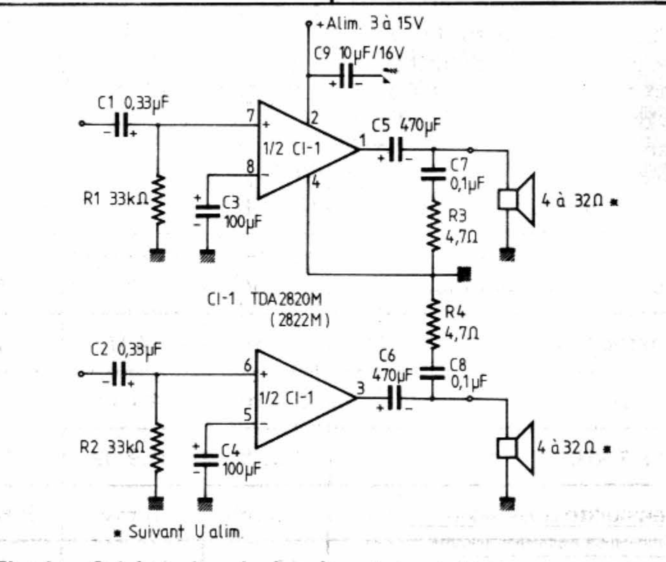
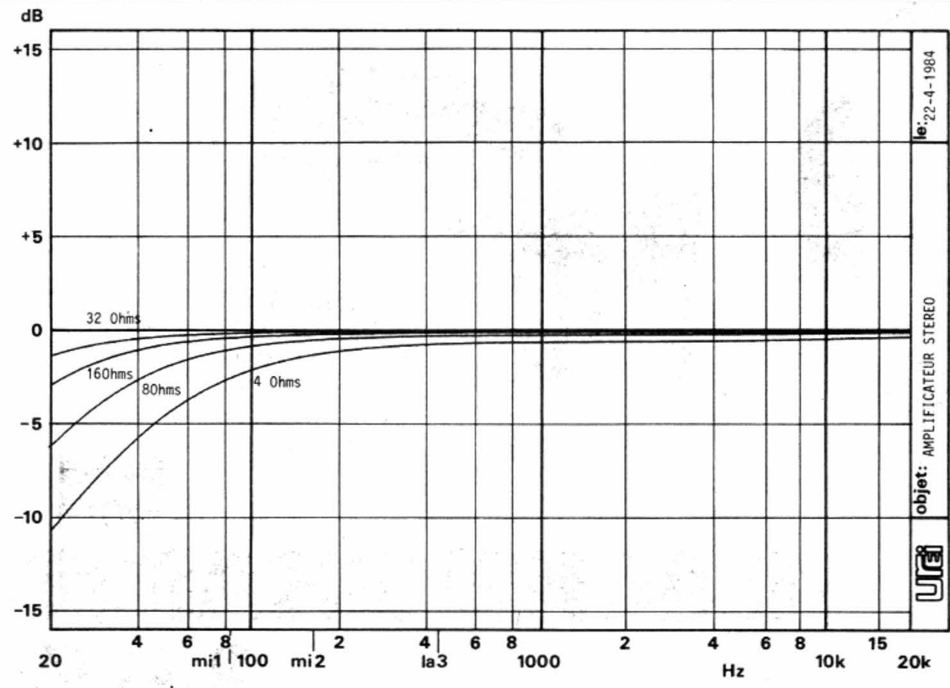


Fig. 1. – Schéma de principe de notre montage.

aussi réduire la valeur de la capacité mais au détriment toutefois de la réponse en fréquence. Précisons aussi que le circuit imprimé a été prévu pour le montage de condensateurs aux sorties radiales et non axiales, type de composants le plus utilisé dans l'industrie de grande série... (la surface du circuit imprimé consacrée à ce composant se limite au cercle de base du composant !). Si vous disposez d'autres composants, vous pourrez modifier le circuit imprimé à votre guise, mais en respectant le trajet des masses, une mauvaise masse pouvant entraîner l'apparition d'oscillations.



Courbes de réponse de l'amplificateur avec diverses valeurs de l'impédance de charge.

Mesures

Comme pour l'amplificateur en pont, nous vous livrons un tableau de mesures, on trouvera ici diverses valeurs pour la résistance de charge, ces valeurs correspondent aux impédances minimales imposées par le fabricant du circuit intégré, compte tenu de la faible taille du boîtier et de l'intensité maximale de l'étage de sortie.

On constatera sur ce tableau que le taux de distorsion change avec la charge et diminue lorsque la demande en courant devient moindre. Cette distorsion devient visible pour les alternances de sortie positives, avant l'écrêtage total. Il est évident qu'en annonçant un taux de distorsion harmonique de 10 %, la puissance de sortie sera supérieure. On notera la sensibilité élevée de cet amplificateur, avec le TDA 2822 M, on devra s'attendre à une sensibilité moindre. Les courbes de réponse montrent l'influence du condensateur de sortie, nous avons relevé ces diverses courbes avec une charge différente. Si on désire utiliser l'amplificateur sur un casque de « balladeur » de 30 Ω d'impédance, on pourra réduire la valeur du condensateur sans problème, un 100 µF conviendra parfaitement.

Conclusions

Cet amplificateur intégré est tout particulièrement destiné aux applications à basse tension du type « balladeur » ou « mini-radio » FM, stéréo ou non. On appréciera le faible nombre de composants périphériques permettant une réalisation compacte. (Les condensateurs de sortie peuvent prendre place ailleurs que sur le circuit imprimé, par exemple sur les haut-parleurs...). Un bon circuit intégré, à utiliser en stéréo ou en pont chaque fois que la place est un élément primordial.

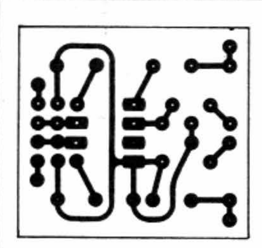


Fig. 2. – Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1.

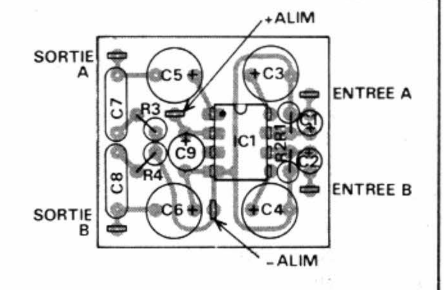
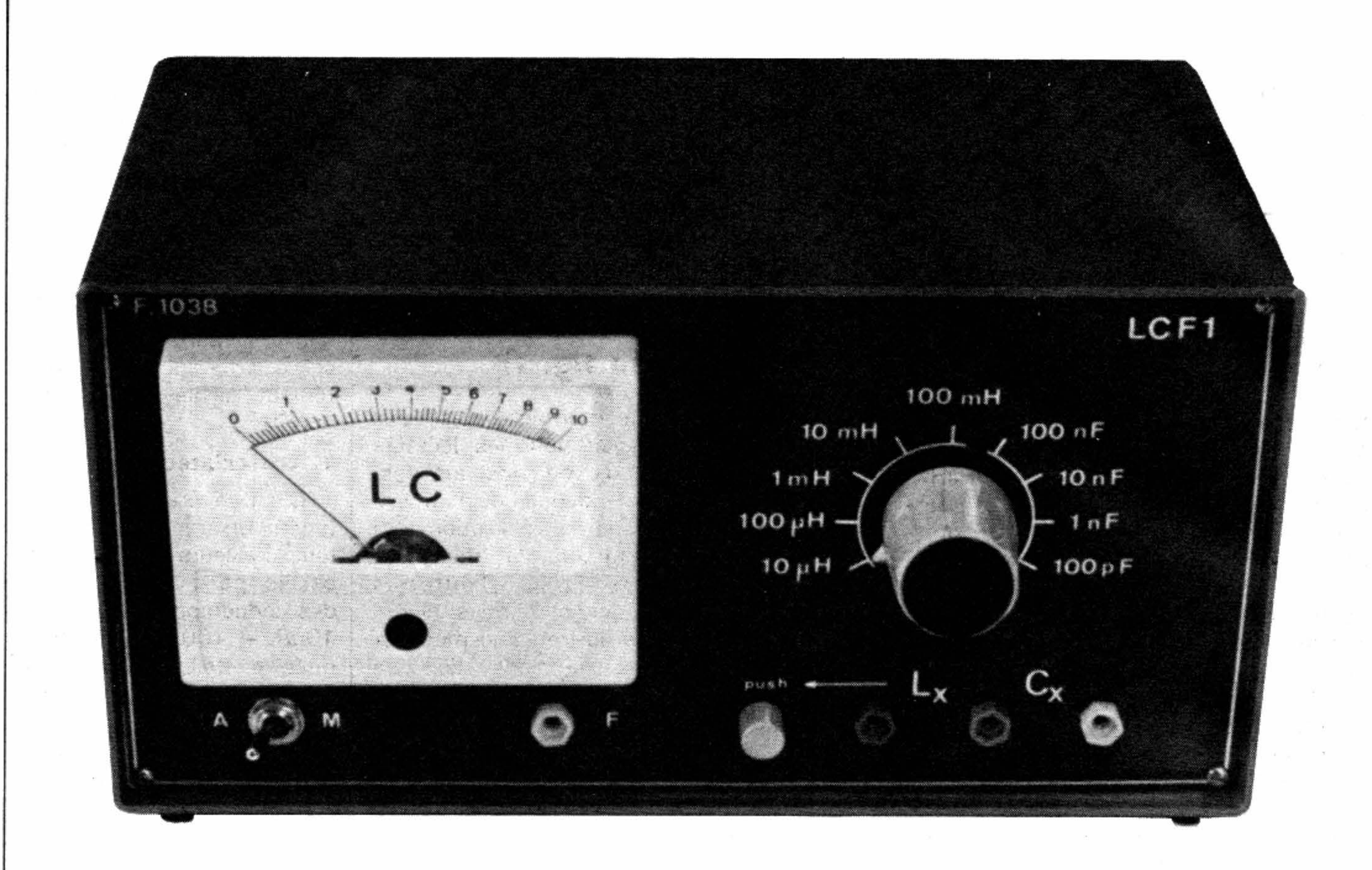


Fig. 3. – Pose des composants.

Tension d'alimentation	3 V	4,5 V	6 V	9 V	12 V
Charge	4 Ω	4 Ω	4 Ω	8 Ω	16 Ω
P.max	67 mW	240 mW	490 mW	780 mW	810 mW
D% 1 kHz	1,2 %	0,9 %	1 %	0,6 %	0,23 %
Sensibilité à P.max	3,5 mV	6 mV	8,6 mV	15 mV	20 mV
Consommation	73 mA	121 mA	167 mA	152 mA	115 mA

Liste des composants

R_1, R_2 : résistance 1/4 W 5 % 33 kΩ
R_3, R_4 : résistance 1/4 W 5 % 4,7 Ω
C_1, C_2 : condensateur MKH 0,22 µF ; pas de 5 mm ou chimique
C_3, C_4 : condensateur chimique 100 µF 6,3 V, sortie radiale
C_5, C_6 : condensateur chimique 470 µF 6,3 V, sortie radiale
C_7, C_8 : condensateur MKH 0,1 µF pas de 7,5 mm
C_9 : condensateur chimique 10 µF 16 V sortie radiale
CI_1 : circuit intégré TDA 2822 M ou 2820 M SGS



REALISEZ UN INDUCTANCEMETRE/ CAPACIMETRE

Il est de notoriété publique que la manipulation des inductances n'est pas appréciée par les amateurs ! On peut évidemment se demander pourquoi !
La réponse à cette question est multiple !
En premier lieu, les inductances sont des composants mal distribués. On ne trouve pas une inductance comme une banale résistance 1/4 ou 1/2 W. La situation actuelle est meilleure cependant qu'elle ne l'était il y a quelques années. Quelques fournisseurs, plus efficaces que d'autres qui ne songent qu'à distribuer de l'ultra-classique, ont mis une gamme de valeurs d'inductances à leur catalogue. Mais, reconnaissons-le, c'est l'exception et par ailleurs, l'inductance commerciale est chère !
En second lieu, les inductances sont assez délicates à réaliser. Elles sont tout de même réalisables, ce qui n'est pas le cas des résistances dont nous parlions ci-dessus. Toutefois, la fabrication personnelle des inductances nécessite un matériel convenable : petite machine à bobiner, rudimentaire le cas échéant, supports de bobinages (mandrins divers) et fils (de divers diamètres et de diverses qualités). Il faut donc un petit équipement de base, moyennant quoi, les choses commencent à s'arranger !
En troisième lieu, les inductances se mesurent très difficilement ! Le contrôleur universel n'a pas de gamme inductancemètre alors qu'il mesure si bien nos fameuses résistances !
Et voilà pourquoi l'inductance reste la bête noire des amateurs !
L'article qui suit ne prétend pas éliminer toutes les difficultés évoquées mais simplement résoudre en grande partie le troisième point ! A savoir la mesure des inductances. C'est d'ailleurs finalement le point essentiel car à partir du moment où la mesure est possible, la réalisation s'éclaire d'une dimension nouvelle et la crainte d'échouer s'estompe.
L'amateur qui peut contrôler la bonne exécution de son travail est encouragé à l'entreprendre !

L'appareil que nous vous proposons de construire aujourd'hui vous permettra de mesurer les inductances de 0,1 µH à 100 mH directement et au-delà de 100 mH indirectement. Accessoirement, mais c'est sans doute moins important, il mesure les condensateurs de 1 pF à 0,1 µF.

L'appareil peut être autonome et indique directement le résultat de la mesure. Il comporte alors son propre galvanomètre dont l'échelle est à redessiner. Il peut être également associé, pour des raisons évidentes d'économie, à un contrôleur universel dont il utilise alors le galvanomètre. Dans ce cas il faudra simplement faire usage d'une table de conversion que vous trouverez dans les pages de cet article.

Dans tous les cas, une précision de 3 % peut être obtenue sans aucune difficulté, ce qui est largement suffisant pour les besoins courants de la pratique de l'amateur !

La fourchette des valeurs directement mesurables couvre très bien les valeurs les plus utilisées. En effet les inductances s'emploient surtout dans les montages HF et VHF. Il s'agit alors de mesurer des valeurs relativement faibles, tombant parfaitement dans les gammes de l'appareil décrit. La valeur minimum mesurable de 0,1 µH correspond à l'inductance qui, associée à une capacité de quelque 10 pF, résonne sur un peu moins de 200 MHz !

L'amateur de HF et de VHF pourra ainsi parfaitement mesurer les bobines qu'il utilise !

Nous terminerons cette introduction en précisant que le LCF1, puisque c'est le nom du montage que nous vous proposons, est une réalisation très simple, dont le prix de revient est fort bas, puisque n'utilisant que des composants très ordinaires. Compte tenu du fait que l'auteur vous propose un service spécial de fourniture des inductances de références et un service d'étalonnage, après coup, nous pensons que vous auriez grand tort de ne pas réaliser ce montage... à moins que vous ne disposiez d'un super-inductancemètre numérique, auquel cas terminez ici la lecture de cet article et passez à autre chose !

I – Etude du schéma (voir fig. 1)

Le montage n'est pas nouveau pour les lecteurs assidus de nos articles, nous l'avons déjà utilisé lors de la réalisation des adaptateurs du fréquencemètre TFX3. Toutefois dans ce cas, nous disposions du fréquencemètre et de sa fonction ratiomètre A/B. L'obtention du résultat s'obtenait par l'intermédiaire d'un petit calcul. Rappelez-vous !

$L_x = 10\,(A/B)^2 - 10$
en µH.

Bien sûr, si vous possédez déjà le TFX3 et ses adaptateurs, vous allez aussi nous quitter maintenant, à moins que l'étude théorique qui suit ne vous intéresse ! Mais nous repartons maintenant en prenant l'hypothèse que nos lecteurs sont des amateurs démunis de tout moyen de mesure des inductances et qu'ils voudraient bien sortir de cette fâcheuse situation. Un peu de patience et ce sera chose faite !

Voyons donc ce fameux schéma ! Il comporte en fait trois parties, même si celles-ci ne sont pas directement visibles dans la figure !

1. L'oscillateur

C'est le cœur du montage ! Un fameux oscillateur d'ailleurs. En effet, il oscille parfaitement avec des inductances allant de 10 µH à 100 mH ! Sa fréquence de repos passe ainsi de 500 kHz à 5 kHz environ ! Tout cela avec le même condensateur d'accord de 10 nF ! Pas mal n'est-ce pas ! D'autant que de surcroît, l'amplitude de sortie est quasi constante.

Rendons d'ailleurs à César, ce qui lui appartient ! Le montage a été tiré d'une note d'application de ITT.

L'oscillateur comporte deux étages : T_1 et T_2. Le circuit accordé est inséré

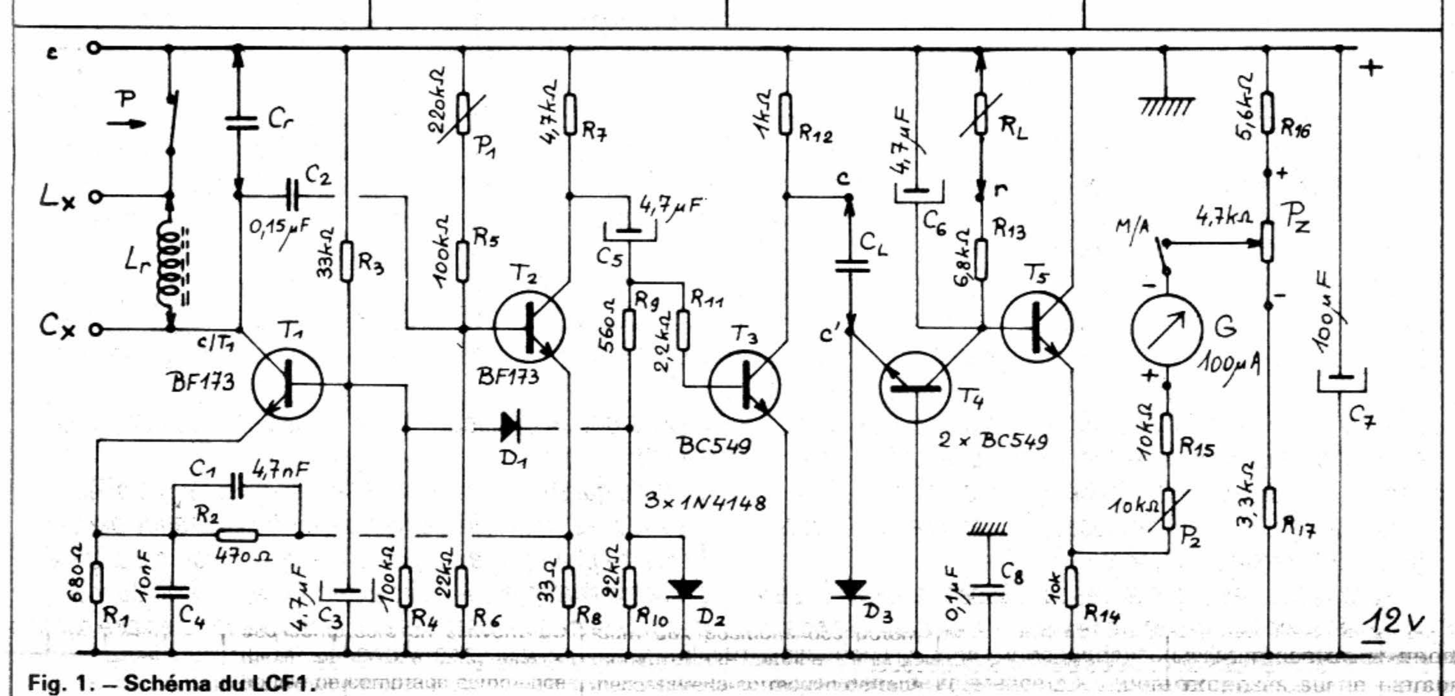


Fig. 1. – Schéma du LCF1.

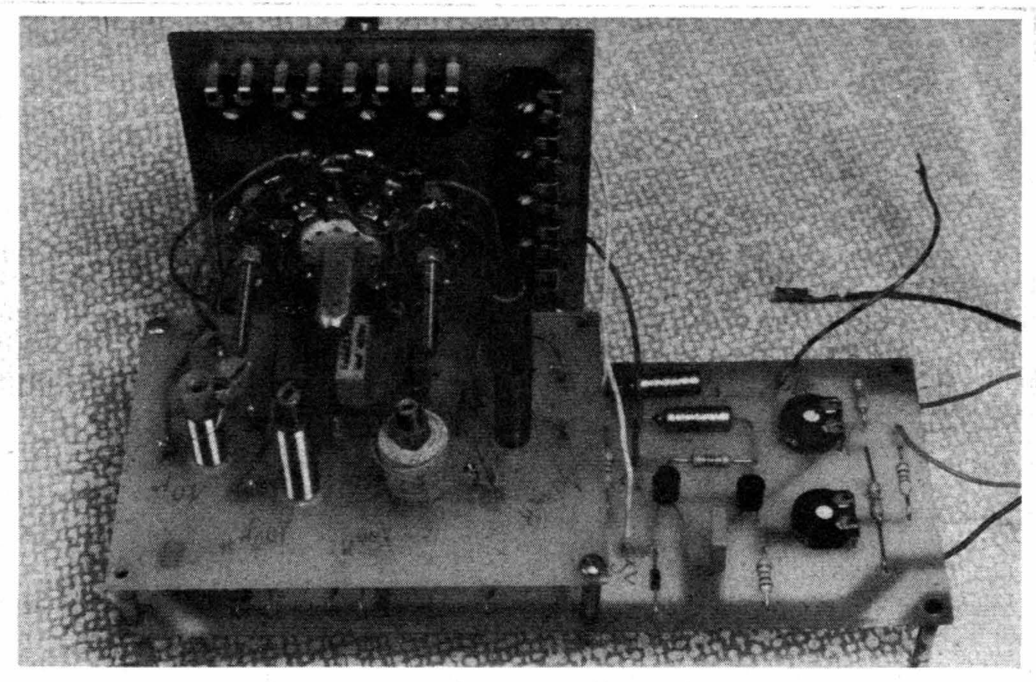


Photo A. – Ensemble de l'électronique du LCF 1. Au moment de ces photos, le potentiomètre de zéro, était encore monté sur la platine A.

dans le collecteur de T_1, monté simplement en amplificateur, avec polarisation de repos, fixée par R_3 et R_4. Ce premier étage est relié à l'étage suivant par le condensateur de couplage C_2. Cet étage amplifie donc les signaux issus de T_1. Les signaux amplifiés sont disponibles sur le collecteur de T_2 et sur son émetteur. Un couplage émetteur de T_1/émetteur de T_2 est alors réalisé par R_2 et C_1.

Imaginons que le potentiel de l'émetteur de T_1 monte (voir fig. 2). La base de T_1 étant à potentiel fixe, la ddp entre l'émetteur et la base tend donc à diminuer (la base étant normalement plus positive que l'émetteur, pour un NPN), ce qui provoque une diminution du régime de T_1, soit une baisse de son courant collecteur et donc une montée de la tension collecteur. Cette montée est transmise à la base de T_2 et se retrouve **dans le même sens** sur son émetteur où elle est réinjectée sur celui de T_1, **renforçant** ainsi l'action de la montée initiale imaginée !

Ce phénomène bien connu de **réaction** entraîne inéluctablement une entrée en oscillation de l'ensemble T_1/T_2.

C'est évidemment ce que nous voulions. Cette oscillation est pilotée par le circuit LC inséré dans le collecteur de T_1. Aux bornes de L_r, le signal est parfaitement sinusoïdal ! Voir photo G.

La fréquence est donnée par la célèbre formule de Thomson :

$$F = 1/6{,}28\sqrt{L_r\,C_r}.$$

Ainsi, si L_r = 10 µH et C_r = 10 nF, on a :

$$F = 1/6{,}28\sqrt{10\,.\,10^{-3} \times 10\,.\,10^{-9}} \simeq 503\ \text{kHz}$$

Si L_r = 100 mH et C_r = 10 nF, on a :

$$F = 1/6{,}28\sqrt{100\,.\,10^{-3} \times 10\,.\,10^{-9}} \simeq 5{,}03\ \text{kHz}.$$

Disons tout de suite pour répondre à l'attente du lecteur, que la mesure de l'inductance inconnue se fait en la plaçant en série avec L_r, comme on le voit en figure 5. Dans ces conditions, l'inductance pratique de l'oscillateur est :

$L = L_r + L_x$

Elle est donc augmentée, ce qui corollairement va diminuer la fréquence. Cette diminution de fréquence est détectée, mesurée et envoyée dans le cadre du galvanomètre qui indique la valeur de L_x. Une petite prouesse faite avec quelques composants ! Voir figure 1. Nous vous en donnerons plus loin l'explication mathématique. Mais revenons à notre oscillateur !

Peut-être imaginez-vous que ce montage va réagir différemment en face de conditions aussi différentes qu'osciller à 5 kHz et à 500 kHz ! Vous avez alors raison ! Le gain dynamique du système dépend essentiellement du coefficient de surtension de l'ensemble L_r/C_r, vous devez vous en douter ! Comme le passage d'un extrême à l'autre se fait en 5 gammes (pour l'inductancemètre), on imagine sans peine 5 coefficients de surtension différents et donc 5 niveaux de sortie également différents, d'où grosses difficultés d'interprétation des résultats, sans parler même des risques, soit d'oscillations déformées, par excès de gain, ou d'arrêt de l'oscillateur, par gain insuffisant !

Un circuit de régulation s'avère donc indispensable. Pour ce faire, les tensions de sortie collecteur de T_2 sont prélevées par R_9 et détectées par D_2. Une tension négative apparaît à ses bornes, tension d'autant plus forte que le signal de sortie est fort. Cette tension est appliquée, via D_1 à la base de T_1. Il s'ensuit une diminution du régime de ce transistor d'où réduction du niveau d'oscillation. Il s'agit cette fois d'un phénomène bien connu, lui aussi, de contre-réaction. Notons le fort découplage de la base de T_1 par C_3 éliminant toute trace d'alternatif et garantissant la contre-réaction uniquement sur le **niveau moyen** du si-

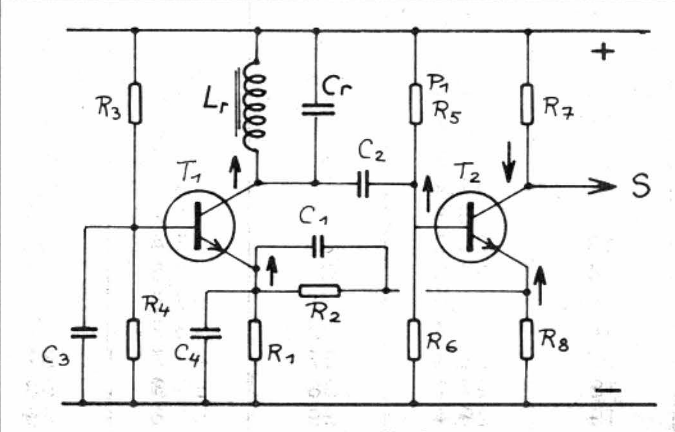


Fig. 2. – Détail de l'entrée en oscillation.

gnal et non sur la forme de ce signal !

Le signal utile étant prélevé sur le collecteur de T_2 est affecté par cet effet de contre-réaction. Bien sinusoïdal sur le collecteur de T_1, il est à forme très caractéristique sur celui de T_2. Voir les oscillogrammes.

La résistance ajustable P_1 permet de choisir le régime de T_2 pour une oscillation convenable dans toutes les gammes, avec une forme d'onde la plus symétrique possible.

2. Le fréquencemètre

Un bien grand mot pour la seconde partie du montage construite avec T_3 et T_4, mais cela correspond pourtant bien à la réalité des choses.

Le transistor T_3 est alternativement conducteur puis bloqué au rythme de l'oscillateur T_1/ T_2. Le condensateur C_L est alors successivement chargé et déchargé à ce rythme. Si T_3 est bloqué, C_L se charge à travers R_{12} et D_3. T_4 est bloqué. Si T_3 est saturé, C_L se décharge à travers T_3 et la jonction de base de T_4, le rendant conducteur. Il s'ensuit des impulsions de courant dans le collecteur de T_4, au rythme de l'oscillateur. Le condensateur C_6 intègre ces impulsions et fournit sur le collecteur de T_4 une **tension moyenne** proportionnelle à la fréquence de l'oscillateur. On a ainsi :

$V = k\, R_L\, C_L\, F$.

Bien entendu, chaque gamme comporte son propre couple R_LC_L, permettant de retrouver la même

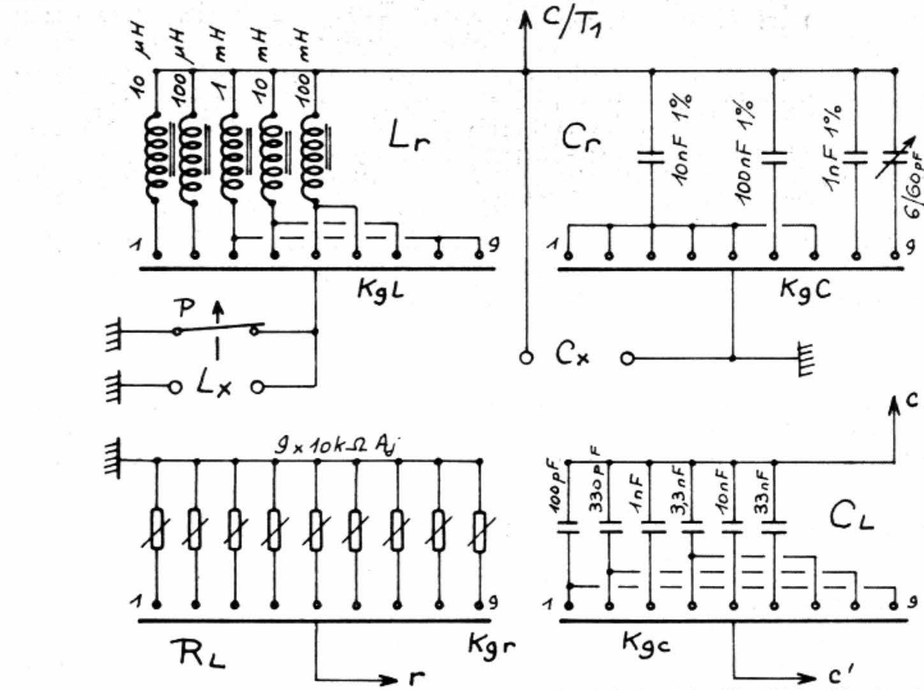


Fig. 3. – Schéma des commutations de gammes de 1 à 9 : 10 µH ; 100 µH ; 1 mH ; 10 mH ; 100 mH ; 0,1 µF ; 10 nF ; 1 nF ; 100 pF.

TABLE 1
Valeurs de v en fonction de Lx

L_x	v	L_x	v	L_x	v	L_x	v	L_x	v
0	0.0	20	29.7	40	52.9	60	71.5	80	86.9
1	1.7	21	31.0	41	53.9	61	72.3	81	87.6
2	3.4	22	32.3	42	54.9	62	73.2	82	88.3
3	5.0	23	33.6	43	55.9	63	74.0	83	89.0
4	6.6	24	34.8	44	56.9	64	74.8	84	89.7
5	8.2	25	36.0	45	57.9	65	75.6	85	90.4
6	9.8	26	37.3	46	58.9	66	76.4	86	91.1
7	11.4	27	38.5	47	59.8	67	77.2	87	91.7
8	12.9	28	39.6	48	60.8	68	78.0	88	92.4
9	14.4	29	40.8	49	61.7	69	78.8	89	93.1
10	15.9	30	42.0	50	62.6	70	79.6	90	93.7
11	17.4	31	43.1	51	63.6	71	80.3	91	94.4
12	18.8	32	44.2	52	64.5	72	81.1	92	95.0
13	20.2	33	45.4	53	65.4	73	81.8	93	95.7
14	21.6	34	46.5	54	66.3	74	82.6	94	96.3
15	23.0	35	47.6	55	67.2	75	83.3	95	96.9
16	24.4	36	48.7	56	68.1	76	84.1	96	97.5
17	25.8	37	49.7	57	68.9	77	84.8	97	98.2
18	27.1	38	50.8	58	69.8	78	85.5	98	98.8
19	28.4	39	51.8	59	70.7	79	86.2	99	99.4
20	29.7	40	52.9	60	71.5	80	86.9	100	100.0

tension V malgré la modification de F, qui passe, il faut se le rappeler, de 5 à 500 kHz !

Puisque la mise en série de L_x avec L_r réduit la fréquence de l'oscillateur, on va constater que V diminue également. Il suffit maintenant de mesurer V sur le collecteur de T_4.

3. Le pont de mesure

La troisième partie du montage va réaliser la performance : traduire les variations de fréquence, donc de V, en mesure de L_x ! Nous allons poser tout d'abord les données du problème à résoudre.

Pour chaque gamme, nous voulons que :

– **au repos,** le galvanomètre indique 0. L'oscillateur oscille alors à la fréquence déterminée par L_r seule ;

– **en mesure,** le galvanomètre indique la valeur de L_x, en donnant la pleine échelle pour le calibre considéré.

Exemple :

Gamme 100 µH :

– repos : $L_x = 0$,

lecture = 0 ;

– mesure : $L_x = 100$ µH,

lecture = 100 !

Voyons tout d'abord le repos : la tension à mesurer V_z n'est pas nulle, puisque F ne l'est pas. On amène le galvanomètre à 0 en reliant le potentiel de retour du voltmètre construit avec G + R_{15} + P_2, non pas au – 12 V, mais à un potentiel intermédiaire U_c. Si l'on règle ainsi $U_c = V_z$, alors l'aiguille donnera le zéro !

Branchons maintenant une inductance

$L_x = 100$ µH.

L'aiguille dévie. Réglons P_2 pour lire 100 et le tour est joué !

Oui... mais ! Hélas, la graduation n'est pas linéaire et, si l'aiguille indique – 50 –, cela ne fait pas 50 µH !

Nous pourrions simplement vous donner l'équivalence point par point, sans explication supplémentaire. Mais ce serait dommage, car l'étude suivante ne manque pas d'intérêt !

Appelons v la déviation du voltmètre de sortie et rappelons que :

$v = k F$

(k étant le produit de toutes les constantes d'une gamme donnée).

Mais

$F = 1/6{,}28 \sqrt{(L_r + L_x) C_r}$,

ce qui donne :

$v = K \times 1/\sqrt{L_r + L_x}$,

les autres facteurs, soit 6,28 et C_r, étant constants dans la gamme.

● Si $L_x = 0$

on a $v = K/\sqrt{L_r}$.

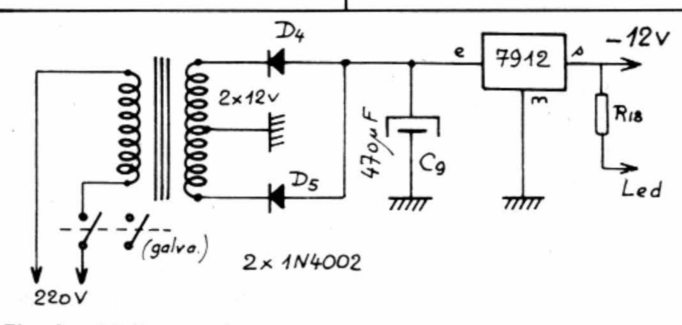


Fig. 4. – L'alimentation.

P fermé : Calibrage

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

P ouvert : Mesure

$$f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_x) C_r}}$$

Fig. 5. – Principe du LCF 1.

TABLE 2
Valeurs de L_x en fonction de v

v	L_x	v	L_x	v	L_x	v	L_x	v	L_x
0	0.0	20	12.8	40	28.3	60	47.2	80	70.6
1	0.6	21	13.5	41	29.2	61	48.2	81	71.9
2	1.2	22	14.3	42	30.0	62	49.3	82	73.2
3	1.8	23	15.0	43	30.9	63	50.4	83	74.6
4	2.4	24	15.7	44	31.8	64	51.5	84	75.9
5	3.0	25	16.4	45	32.7	65	52.6	85	77.3
6	3.6	26	17.2	46	33.6	66	53.7	86	78.7
7	4.2	27	17.9	47	34.5	67	54.8	87	80.1
8	4.9	28	18.7	48	35.4	68	55.9	88	81.5
9	5.5	29	19.4	49	36.3	69	57.1	89	83.0
10	6.1	30	20.2	50	37.3	70	58.2	90	84.4
11	6.8	31	21.0	51	38.2	71	59.4	91	85.9
12	7.4	32	21.8	52	39.2	72	60.6	92	87.4
13	8.1	33	22.5	53	40.1	73	61.8	93	88.9
14	8.7	34	23.3	54	41.1	74	63.0	94	90.4
15	9.4	35	24.2	55	42.1	75	64.2	95	92.0
16	10.1	36	25.0	56	43.1	76	65.5	96	93.5
17	10.8	37	25.8	57	44.1	77	66.7	97	95.1
18	11.4	38	26.6	58	45.1	78	68.0	98	96.7
19	12.1	39	27.5	59	46.1	79	69.3	99	98.4
20	12.8	40	28.3	60	47.2	80	70.6	100	100.0

C'est donc la valeur de la contre-tension à appliquer au voltmètre qui finalement mesurera :

$v = K/\sqrt{L_r + L_x} - K/\sqrt{L_r}$ (1)

NB. — Le lecteur peut vérifier que si $L_x = 0$, on a bien $v = 0$.

- Fin d'échelle.

L'inductance de référence L_r est égale, pour une gamme au calibre choisi. Ainsi, en gamme 100 µH, on a

$L_r = 100$ µH.

Rappelons que si $L_x = 100$ µH, on doit avoir la fin d'échelle. Dans ce cas $L_r = L_x$ et :

$v = K/\sqrt{2 L_r} - K/\sqrt{L_r}$

$= (K - K\sqrt{2})/\sqrt{2 L_r}$

Affectons arbitrairement la valeur 100 à v, lors de la fin d'échelle.

$(K - K\sqrt{2})/\sqrt{2 L_r} = 100$

d'où

$K(1 - \sqrt{2}) = 100\sqrt{2 L_r}$

et

$K = 100\sqrt{2 L_r}/(1 - \sqrt{2})$

ce qui donne, lorsque le dénominateur a été rendu rationnel :

$K = -100\sqrt{L_r}(\sqrt{2} + 2)$

- En reportant cette valeur dans l'égalité (1), nous obtenons l'équation de déviation du voltmètre :

$$v = \frac{-100\sqrt{L_r}(\sqrt{2} + 2)}{\sqrt{L_r + L_x}} + \frac{100\sqrt{L_r}(\sqrt{2} + 2)}{\sqrt{L_r}}$$

ou plus simplement :

$$v = \frac{-100\sqrt{L_r}(\sqrt{2} + 2)}{\sqrt{L_r + L_x}} + 100(\sqrt{2} + 2)$$

En adoptant $L_r = 100$, nous allons obtenir la loi de variation de v en fonction de L_x, lorsque L_x varie de 0 à L_r, soit de 0 à 100

$$v = \frac{-100 \times 10(\sqrt{2} + 2)}{\sqrt{100 + L_x}} + 100(\sqrt{2} + 2)$$

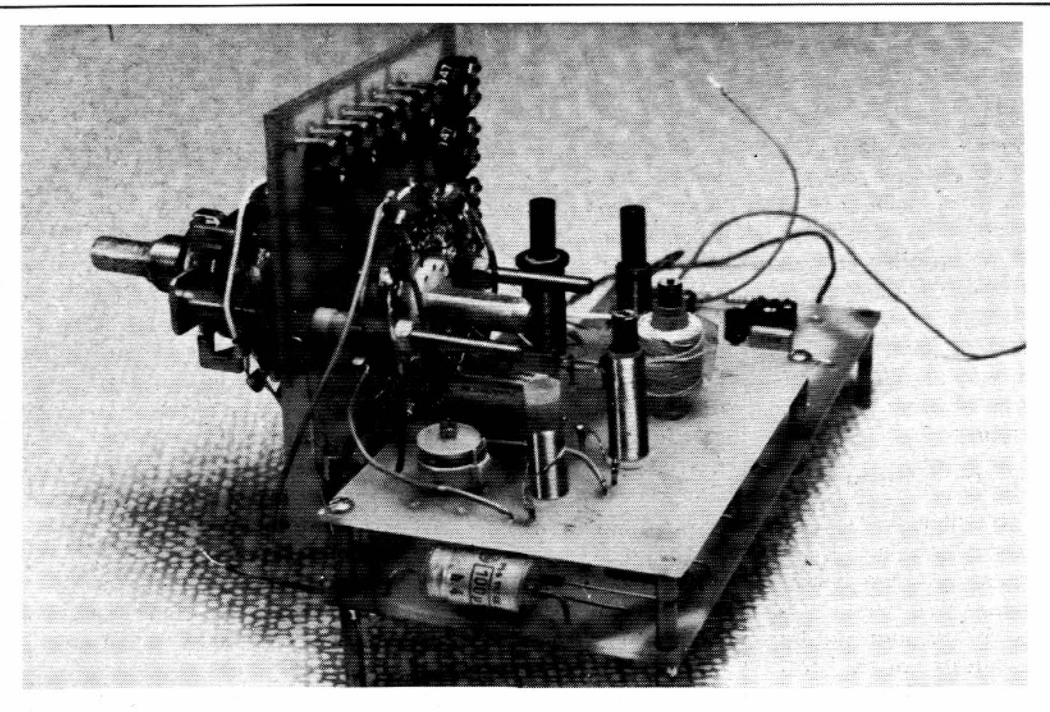


Photo B. — Les éléments L_r et C_r.

$$v = \frac{-3414}{\sqrt{100 + L_x}} + 341,4 \quad (2)$$

Les forts en maths n'auront pas de peine à tirer la loi réciproque, soit la valeur de L_x en fonction de v :

$$L_x = \left(\frac{3414}{341,4 - v}\right)^2 - 100 \quad (3)$$

La première loi (2) est utile pour tracer une échelle de remplacement pour le galvanomètre puisqu'il suffit de faire varier L_x de 0 à 100 pour savoir sur quelle graduation v se fixe l'aiguille. Au contraire, la loi (3) permet de connaître la valeur d'une inductance qui correspond à une valeur donnée de v. C'est ce qui se passe si vous utilisez un galvanomètre sans tracé spécial d'échelle, par exemple si vous utilisez celui du contrôleur universel.

Pour l'établissement des tables de conversion, nous avons fait travailler notre **Tavernier**. Les tableaux 1 et 2 vous donnent le résultat de ses efforts et des nôtres !

Dans sa version complète, le LCF 1 comporte 5 gammes de mesure des inductances :

- de 0 à 10 µH
- de 0 à 100 µH
- de 0 à 1 mH
- de 0 à 10 mH
- de 0 à 100 mH

Bien entendu, la même échelle, à un déplacement de virgule près, est valable pour les cinq gammes.

Comme cela ne coûte presque rien, nous avons adjoint 4 gammes de mesure des condensateurs. On peut en effet noter que, comme tout le principe du système repose sur la formule de Thomson, dans laquelle les effets de L et C sont absolument identiques, tout ce qui est vrai pour L, l'est pour C !

Le LCF 1 mesure donc aussi :

- de 0 à 100 pF
- de 0 à 1 nF
- de 0 à 10 nF
- de 0 à 100 nF

Au-delà, l'oscillateur pose des problèmes de fonctionnement. Nous verrons qu'à la rigueur, les mesures indirectes au-dessus de 100 µH et 100 nF sont possibles.

L'alimentation du LCF 1 se fait en – 12 V, ce qui permet d'avoir les éléments mesurés côté masse. Le schéma de cette alimentation est donné en figure 4. On peut constater qu'il est simple et parfaitement classique. Un régulateur 7912 garantit une bonne stabilité de la tension fournie.

Un phénomène désagréable apparaît à l'arrêt de l'appareil : le galvanomètre part en butée puis revient à 0. Cet effet a été bêtement supprimé en utilisant un tumbler à deux interrupteurs, l'un pour le secteur et l'autre pour ce galvanomètre, ce qui élimine radicalement le défaut en question !

(à suivre)

F. THOBOIS

THEORIE DU HAUT-PARLEUR ELECTRODYNAMIQUE A BOBINE MOBILE

(Suite et fin voir N° 1705)

4. – Le fonctionnement du haut-parleur, en fonction de la variation de fréquence

4.1. Impédance mécanique de rayonnement

Nous avons vu que l'air chargeant le diaphragme donne naissance à une impédance mécanique Z_r ayant une composante résistive (R_r) et une composante réactive (X_r).

Le calcul de cette impédance n'est possible que dans quelques cas simples.

Lorsque le radiateur acoustique est constitué par un « piston circulaire » (affleurant un écran infini) vibrant sinusoïdalement et rigidement, au travers d'une ouverture pratiquée dans celui-ci (piston rayonnant sur charge infinie), on réunit les conditions de la célèbre étude de Lord Rayleigh, exposée dans sa « Theory or Sound ». Il n'est possible que de donner une idée des calculs assez compliqués, qu'elle implique.

Si nous considérons à la surface du piston un élément (infiniment petit) d'aire dS, vibrant avec une amplitude x, il déplace un volume d'air x.dS, assimilé à celui qu'ébranlerait une demi-sphère pulsante de même aire dS (donc de rayon $r = \sqrt{dS/2\pi}$), dont sont connues les lois du rayonnement ; en particulier la pression acoustique, engendrée à chaque instant à une distance connue du centre.

Cela étant, on détermine la pression transmise en chaque point du « piston circulaire », par l'ensemble des aires élémentaires dS ; ce qui permet de connaître la pression existant en chaque point du disque. Intégrant ensuite cette pression, sur toute la surface du piston, nous connaîtrons (intégrale double) la force exercée, sur celui-ci, par le rayonnement et, par conséquent, l'impédance de rayonnement ; laquelle possède une composante résistive (résistance de rayonnement) et une composante inductive (masse de rayonnement). Le problème ayant une symétrie axiale évidente, il est assez normal d'y voir intervenir des fonctionnements de Bessel (du premier ordre dans le cas présent, à savoir $J_1(2kr)/kr$ et $K_1(2kr)$.

L'impédance mécanique de rayonnement Z_r du piston circulaire est ainsi fournie par la formule (24) ci-après. L'analyse de ses deux termes est succinctement donnée par la suite, figure 3, et précisée par les figures 4, 5 et 6, dans le cas de radiateurs acoustiques spécialisés pour les fréquences graves, médianes et aiguës.

$$Z_r = \pi r^2 \rho c [1 - \frac{J_1(2kr)}{kr}] + j \frac{\omega \rho \pi}{2k^3} K_1(2kr)$$

ou

$$\frac{Z_r}{S} = \rho c \left\{ [1 - \frac{J_1(2kr)}{kr}] + j \frac{K_1(2kr)}{2(kr)^2} \right\} \qquad (24)$$

les notations étant :

r : rayon du piston,

$S = \pi r^2$: surface du piston,

ρ : masse spécifique de l'air à 20 °C et sous la pression normale : 1,21 kg/m³,

c : vitesse du son ou célérité (344 m/s),

$\omega = 2 \pi f$

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

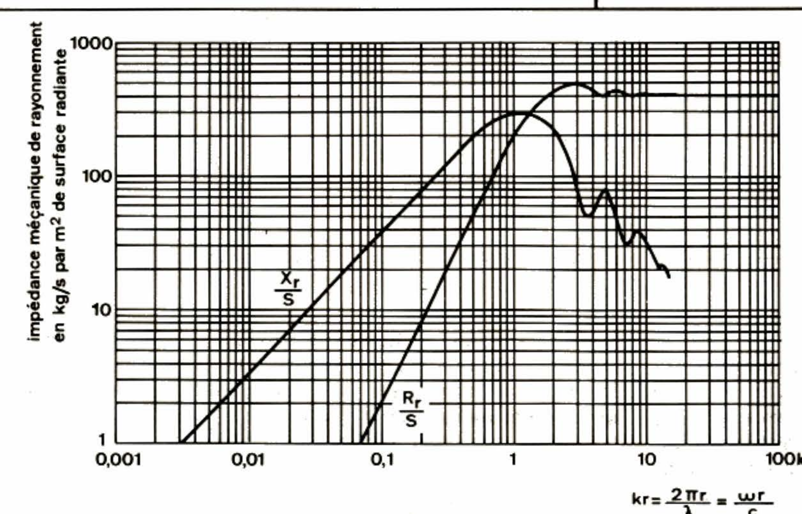


Fig. 3. – Résistance R_r et réactance mécaniques X_r (en ohms mécaniques) par unité de surface S (en m²) d'un piston rayonnant sur une charge infinie, en fonction de k_r.

J_1, K_1 : deux types de fonctions de Bessel :

$$\frac{J_1(2kr)}{kr} = 1 - \frac{(kr)^2}{2} + \frac{(kr)^4}{2^2.3} - \frac{(kr)^6}{2^2.3^2.4} + \ldots$$

$$K_1(2kr) = \frac{2}{\pi}\left[\frac{(2kr)^3}{3} - \frac{(2kr)^5}{3^2.5} + \frac{(2kr)^7}{3^2.5^2.7} - \right]\ldots$$

La formule (24) montre que l'impédance mécanique de rayonnement par unité de surface radiante ne dépend que de ρc ($\approx$ 416 kg/m².s à 20 °C et 760 mm Hg) et du produit kr.

La variation de R_r/S et de X_r/S en fonction de kr est donnée à la figure 3.

Lorsque kr < 1, on a approximativement :

$$\frac{J_1(2kr)}{kr} = 1 - \frac{(kr)^2}{2}$$

$$K_1(2kr) = \frac{2}{\pi}\frac{(2kr)^3}{3}$$

ce qui donne

$$\frac{Z_r}{S} = \rho c\left[\frac{(kr)^2}{2} + j\frac{8}{3\pi}kr\right] \quad (25)$$

d'où

$$R_r = S\rho c\,\frac{(kr)^2}{2} = S\frac{\rho}{2c}r^2\omega^2 \quad (26)$$

$$X_r = S\rho c\,\frac{8}{3\pi}kr = S\frac{8\rho}{3\pi}r\omega \quad (27)$$

De la dernière relation, on tire :

$$M_a = \frac{X_r}{\omega} = S\frac{8\rho}{3\pi}r = \frac{8\rho}{3}r^3 \quad (28)$$

C'est la masse d'un cylindre de même section que le piston et de hauteur $(8/3\pi) \times r$ (donc un peu inférieure à r). On voit que M_a est indépendante de ω, pour autant que kr < 1.

Les relations (26) et (27) montrent que dans cette région, R_r et X_r sont proportionnels respectivement à f^2 et f.

Les figures 4, 5 et 6 correspondent aux trois cas de haut-parleurs spécialisés pour le grave, le médium et l'aigu respectivement.

Considérant toujours le cas où le radiateur acoustique est un haut-parleur circulaire monté sur écran infini, l'expérience montre que pour des fréquences inférieures à une certaine fréquence f_p, tous les points du diaphragme vibrent en phase, et que, par conséquent, ce diaphragme peut être assimilé, du point de vue du rayonnement acoustique, à un piston circulaire. Remarquons que les valeurs de R_r et M_a fournies par (26) et (28) doivent être multipliées par deux, étant donné que le rayonnement acoustique est émis par chacune des faces du diaphragme.

Comme la fréquence f_p est voisine de f_2, il est peu indiqué d'appliquer la formule (24) lorsque $f > f_2$.

Aussi, nous nous limiterons principalement à la région où $f < f_2$ (kr < 1). Dans cette région, il faut encore distinguer deux zones : celle pour laquelle $f < f_0$ (f_0 étant la fréquence de résonance) et celle correspondant à $f_0 < f < f_2$.

4.2. Vitesse de déplacement du système vibrant sous l'effet d'un courant i d'amplitude constante et de fréquence variable.

Reprenons la relation (11) :

$$V = \frac{F}{R_m + j\omega M_m + \frac{1}{j\omega C_m}} \quad (11)$$

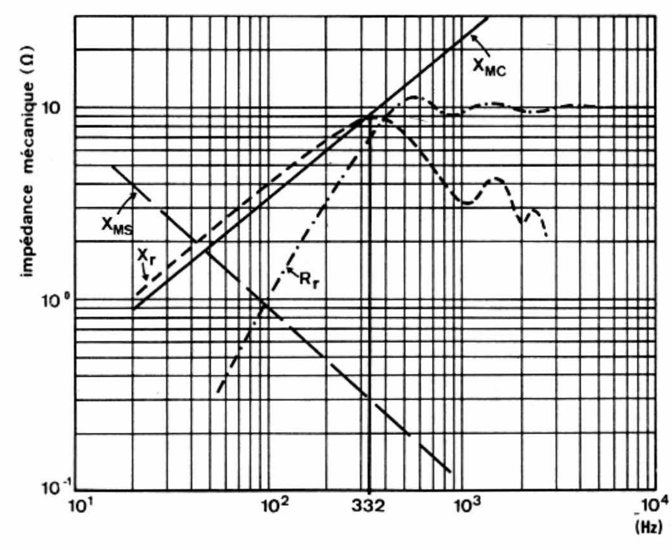


Fig. 4. – Comme figure 3, mais il s'agit cette fois de la variation de R_r et X_r (en Ω mécaniques), en fonction de la fréquence (en Hz) pour un haut-parleur de grave avec, en plus, X_{MC}, réactance mécanique due au diaphragme, et X_{MS}, réactance mécanique due aux suspensions (caractéristiques du haut-parleur : diamètre : 330 . 10⁻³ m ; masse du cône : 40 . 10⁻³ kg ; masse de la bobine mobile : 4 . 10⁻³ kg). La fréquence est indiquée pour k_r = 1.

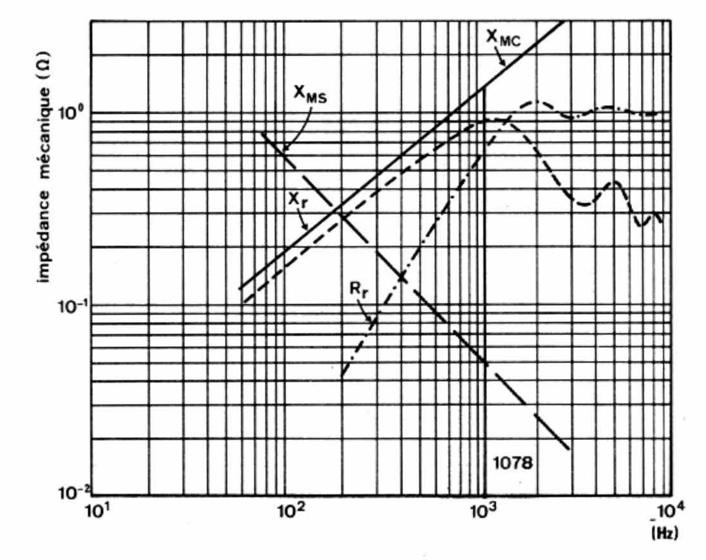


Fig. 5. – Comme figure 4, mais pour un haut-parleur de médium (diamètre : 101,6 . 10⁻³ m ; masse du cône : 10⁻³ kg ; masse de la bobine mobile : 0,35 . 10⁻³ kg). La fréquence est indiquée pour k_r = 1.

Comme $F = B \cdot \ell \cdot I$, et que I est supposé constant, la variation de la fréquence n'affecte que la valeur du dénominateur du second membre de (11).

Dans la région où $f < f_0$, on peut montrer aisément que c'est le terme $1/j\omega C_m$ qui est prépondérant, de sorte que dans cette zone, $|V|$ est proportionnel à f.

Lorsqu'on passe dans la région s'étendant au-delà de la fréquence de résonance, donc pour $f_0 < f < f_2$, c'est le terme $j\omega M_m$ qui prédomine. Dans cette zone, $|V|$ est donc proportionnel à f^{-1}.

Au voisinage de la fréquence de résonance f_o, c'est le terme R_m qui l'emporte sur les termes réactifs, et pour $f = f_o$, $|V|$ passe par un maximum. ($|V|$ est sensiblement indépendant de f).

4.3. Déplacement du système vibrant (I constant, f variable)

L'amplitude U de ce déplacement étant liée à celle de la vitesse par l'expression :

$$U = \frac{V}{j\omega},$$

il est aisé de voir, d'après les résultats du paragraphe précédent, que, pour $f < f_0$, $|U|$ est sensiblement constant, et que, pour $f_0 < f < f_2$, $|U|$ est proportionnel à f^{-2}. A la fréquence de résonance $|U|$, tout comme $|V|$, atteint un maximum.

Dans l'autre partie du spectre acoustique, correspondant à la région où $kr > 1$, R_r est à peu près constant et tend vers une valeur limite qui, rapportée à l'unité de surface, est égale à ρc

$[\frac{J_1(2kr)}{kr}$ tendant vers 0], soit environ 416 kg/m².s

Quant à X_r, son allure générale, dans la région où $kr > 1$, révèle grosso modo une proportionnalité à f^{-1} ; la réactance X_r tend donc à disparaître aux fréquences élevées.

La transition entre les deux régions précédentes a lieu pour $kr = 1$, c'est-à-dire pour une fréquence :

$$f_2 = \frac{c}{2\pi r}$$

ou, en d'autres termes, lorsque la longueur d'onde du son émis est égale à la longueur de la circonférence du piston.

Le fait que la résistance de rayonnement tende à devenir constante, quand la fréquence est assez élevée, se conçoit intuitivement. Chaque élément dS du piston rayonne alors une onde élémentaire, qui donne lieu à une vibration générale, où la concordance de phase ne s'observe que dans une direction normale à la surface vibrante ; tandis que dans les autres directions, tout tend à s'éteindre par interférences (le processus d'extinction étant d'autant plus efficace que la longueur d'onde est plus faible : les différences de phase varient beaucoup entre les rayonnements élémentaires des diverses aires dS du piston). Dans ces conditions, tout se passe, approximativement, comme si le piston, dont le rayonnement est devenu directif, travaillait à l'intérieur d'un cylindre, et R_r tend vers $\rho c S$.

Aux fréquences basses, le rayonnement général s'effectue dans toutes les directions, le mécanisme d'interférence perdant son efficacité. L'impédance de rayonnement peut, grossièrement, être assimilée à celle de très nombreux cylindres (pour lesquels $R'_r = \rho c S$), orientés dans toutes les directions et travaillant en parallèle ; la résultante R_r est alors inférieure à $\rho c S$; et d'autant plus que le diagramme directif s'élargit.

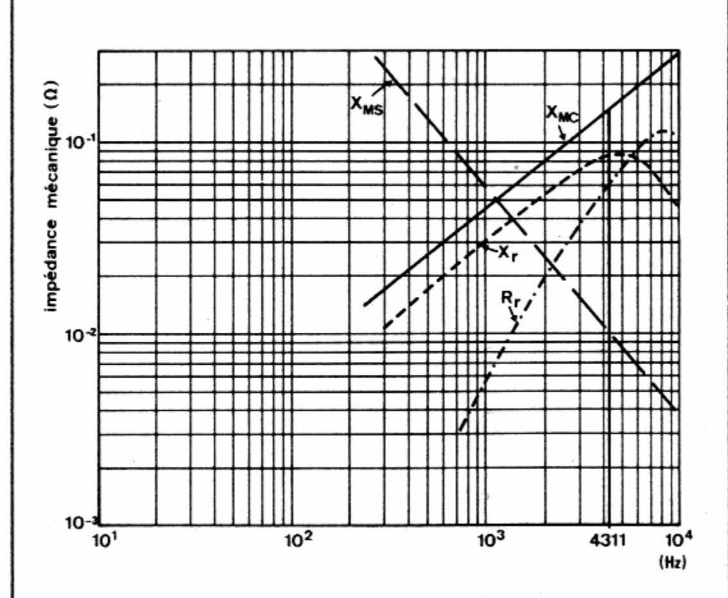


Fig. 6. – Comme figure 5, mais pour un haut-parleur d'aigu (diamètre : 25,4 . 10⁻³ m ; masse du cône : 15 . 10⁻⁶ kg ; masse de la bobine mobile : 15 . 10⁻⁶ kg). La fréquence est indiquée pour $k_r = 1$.

4.4. Puissance acoustique rayonnée (I constant, f variable)

Elle est donnée par la formule :

$$P_a = R_r |V|^2 \qquad (29)$$

R_r étant la résistance de rayonnement.

Nous avons vu que lorsque le diaphragme du haut-parleur fonctionne en piston rayonnant sur une charge infinie, R_r est proportionnel à f^2 pour $f < f_2$.

D'après les résultats du 4.1. et la relation (29), on voit que pour $f < f_o$, P_a est proportionnel à f^4, et pour $f_o < f < f_2$, P_a est sensiblement constant. Ici également, P_a est maximum quand $f = f_o$.

Lorsque le haut-parleur rayonne librement (dipôle), on peut montrer (F.M. Wiener) que R_r est proportionnel à f^4. Dans ces conditions, pour $f < f_o$, P_a est proportionnel à f^6, et pour $f_o < f < f_2$, P_a est porportionnel à f^2.

Si le haut-parleur est monté sur un écran de dimensions limitées, l'ensemble se comporte aux fréquences élevées comme dans le cas d'un écran infini. Par contre, aux fréquences basses, on tend vers le cas du radiateur dipôle. La limite entre les deux régions correspond à une fréquence f_1 pour laquelle la longueur ℓ_1 du trajet de l'onde sonore contournant l'écran est égale à $\lambda/2$. On a : $f_1 = c/2\ell_1$.

Un dernier cas est à considérer pour les trois types de montage envisagés : celui où $f > f_2$. On entre ici dans une zone de fonctionnement très difficile à analyser théoriquement du fait qu'on ne peut être aidé, dans cette étude, par l'un ou l'autre des trois cas fondamentaux envisagés en

acoustique (sphère pulsante – piston – sphère oscillante). L'expérience montre que, lorsque la fréquence augmente au-delà de f_2, la puissance rayonnée se maintient jusqu'à des fréquences bien supérieures à f_2 (jusqu'à 8 à 10 kHz pour un haut-parleur de 21 cm à cône unique).

L'assimilation à un « piston circulaire » rigide d'un diaphragme conique implique que la propagation des déplacements de la bobine mobile (voisine du sommet du cône) s'y effectue à une vitesse théoriquement infinie. Il n'en est pas ainsi, en pratique (dans un feutrage cellulosique, la vitesse moyenne de propagation est voisine de 400 m/s, alors qu'elle atteint 2 000 m/s dans le matériau « TPX », récemment proposé par « Audax »). Au-delà de la fréquence f_p se manifestent des phénomènes complexes, où interviennent les ondes mécaniques réfléchies à la périphérie du diaphragme, ainsi que celles qui s'y propagent transversalement. Les interférences et ondes stationnaires qui peuvent se manifester dépendent de nombreux facteurs (vitesse de propagation à l'intérieur du diaphragme, souplesse et amortissement interne du matériau utilisé pour le diaphragme, ainsi que comportement de la suspension périphérique). En gros, l'aire efficace du diaphragme diminue, quand la fréquence augmente, d'où les phénomènes observés au-dessus de f_2.

5. – Rendement électro-acoustique du haut-parleur

Nous venons d'examiner l'incidence de la fréquence sur le fonctionnement d'un haut-parleur excité par un courant i d'amplitude constante. En pratique, le haut-parleur est alimenté par un générateur de force électromotrice E_g et de résistance interne R_g.

Le haut-parleur étant un transformateur d'énergie électrique en énergie acoustique, il est intéressant de déterminer le rendement d'un tel transformateur.

Recherchons d'abord la relation entre V et E_g.

Si l'on tient compte de la résistance R_g, on a, en vertu de (20) :

$$E_g = (R_g + Z_e)\, I + B \cdot \ell \cdot V \qquad (30)$$

Nous supposerons que dans Z_e (impédance électrique de la bobine mobile), ωL_e est faible devant R_e, du moins aux fréquences basses. Aux fréquences élevées, l'effet d'un capuchon de cuivre (dispositif visible sur la figure 1 et qui sera étudié dans la seconde partie) contribue néanmoins à limiter l'accroissement de ωL_e.

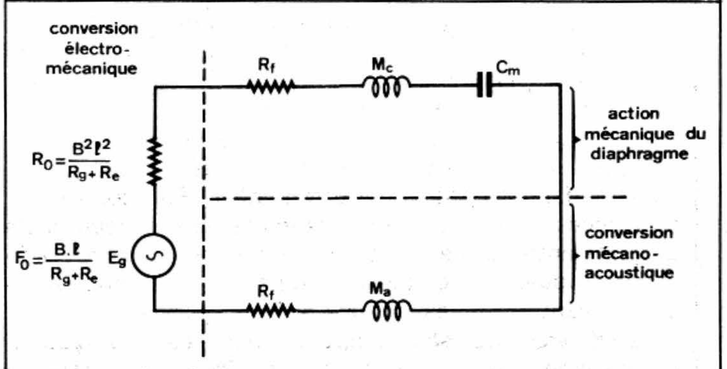


Fig. 7. – Circuit électrique analogique d'un haut-parleur alimenté par un générateur de tension E_g de résistance interne R_g.

On peut donc écrire

$$E_g = (R_g + R_e)\, I + B \cdot \ell \cdot V \qquad (31)$$

En éliminant V et F entre (1), (18) et (31), on trouve :

$$E_g = \left(R_g + R_e + \frac{B^2\ell^2}{Z_m}\right) I \qquad (32)$$

d'où, en vertu de (1) et de (18) :

$$V = \frac{B \cdot \ell \cdot I}{Z_m} = \frac{1}{Z_m + \dfrac{B^2\ell^2}{R_g + R_e}} \; \frac{B\,\ell}{R_g + R_e} E_g \qquad (33)$$

On voit ainsi apparaître un nouveau terme que nous désignerons par R_a :

$$R_a = \frac{B^2\ell^2}{R_g + R_e} \qquad (34)$$

C'est la résistance d'amortissement. (Cet amortissement est analogue à celui qui agit sur le cadre d'un galvanomètre lorsqu'on le ferme par un circuit extérieur).

La relation (33) peut donc s'écrire :

$$V = \frac{1}{Z_m + R_a} F_o \qquad (35)$$

avec

$$F_o = \frac{B\,\ell}{R_g + R_e} E_g = \frac{R_a}{B\ell} E_g \qquad (36)$$

Ces deux dernières relations conduisent à l'analogie électrique représentée à la figure 7.

F_o et R_a jouent respectivement le rôle de « force électromotrice » et de « résistance interne » d'un générateur de « tension » qui fait circuler le « courant » V dans la charge Z_m.

La puissance mécanique maximale utilisable $P_{m,max}$ que peut fournir le générateur (F_o, R_a) est donnée par :

$$P_{m,max} = \frac{|F_o|^2}{4\,R_a} \qquad (37)$$

tandis que la puissance électrique maximale utilisable $P_{e,max}$ que peut fournir le générateur (E_g, R_g) vaut :

$$P_{e,max} = \frac{|E_g|^2}{4\,R_g} \qquad (38)$$

Appelons rendement utilisable $\eta_{em,u}$ de la conversion électromécanique, le rapport :

$$\eta_{em,u} = \frac{P_{m,max}}{P_{e,max}} \qquad (39)$$

Compte tenu de (34), (36), (37) et (38), on a :

$$\eta_{em,u} = \frac{R_g}{R_g + R_e} \qquad (40)$$

pour $R_g = R_e$, $\eta_{em,u} = 0{,}5$, et lorsque R_e/R_g tend vers zéro, $\eta_{em,u}$ tend vers l'unité.

Calculons maintenant le rendement de la conversion mécano-acoustique.

En vertu de (29) et de (35), la puissance acoustique P_a vaut, en fonction de F_o :

$$P_a = \frac{R_r}{|Z_m + R_a|^2} |F_o|^2 \qquad (41)$$

Appelons rendement η_{ma} de la conversion mécano-acoustique le rapport :

$$\eta_{ma} = \frac{P_a}{P_{m,max}} \qquad (42)$$

Compte tenu de (37) et de (41), on a :

$$\eta_{ma} = \frac{4 R_a R_r}{|Z_m + R_a|^2} \qquad (43)$$

En remarquant que :

$$Z_m = R_r + R_f + j\,(\omega M_m - \frac{1}{\omega C_m}) \qquad (44)$$

On montre aisément que η_{ma} est maximum lorsque :

$$\omega M_m - \frac{1}{\omega C_m} = 0 \text{ et } R_r = R_a + R_f \qquad 45)$$

On a alors

$$\eta_{ma,max} = \frac{R_a}{R_a + R_f} \qquad (46)$$

Malheureusement, dans le cas du haut-parleur à rayonnement direct, les conditions (45) sont loin d'être satisfaites : la charge acoustique n'est pas du tout adaptée au générateur (F_o, R_a) et de ce fait, le rendement η_{ma} est très faible (de l'ordre de 0,05).

Définissons maintenant le rendement η_{ea} de la conversion électro-acoustique comme étant le rapport :

$$\eta_{ea} = \frac{P_a}{P_{e,max}} \qquad (47)$$

En rapprochant cette relation de (39) et (42), on a :

$$\eta_{ea} = \eta_{em,u}\,\eta_{ma} \qquad (48)$$

d'où, compte tenu de (40), (43) et (44) :

$$\eta_{ea} = \frac{R_g}{R_g + R_e} \quad \frac{4 R_a R_r}{(R_r + R_f + R_a)^2 + (\omega M_m - \frac{1}{\omega C_m})^2} \qquad (49)$$

Considérons le cas d'un haut-parleur monté sur un écran infini. Lorsque $f_o \ll f \ll f_2$ on peut négliger $R_r + R_f + R_a$ ainsi que $1/\omega C_m$ devant ωM_m.

Comme, d'autre part, le diaphragme rayonne par ses deux faces, on a :

$$R_r = 2\,R_r{}^p \text{ et } M_m = M_e + 2\,M_a{}^p \qquad (50)$$

où $R_r{}^p$ et $M_a{}^p$ sont donnés respectivement par les relations (26) et (28), à savoir :

$$R_r{}^p = S\,\frac{\rho}{2c}\,r^2\,\omega^2 = S^2\,\frac{\rho}{2\,\pi\,c}\,\omega^2 \qquad (51)$$

$$M_a{}^p = \frac{8\,\rho}{3}\,r^3$$

r étant le rayon du piston équivalent et S, sa surface.

La relation (49) peut donc s'écrire, compte tenu de (34) :

$$\eta_{ea,réf} = \frac{8\,B^2 l^2\,R_g \frac{\rho}{2\,\pi\,c}}{(R_g + R_e)^2\,(\frac{M_c + 2\,M_a{}^p}{S})^2}$$

On voit ainsi que lorsque $f_o \ll f \ll f_2$, le rendement électro-acoustique η_{ea} est indépendant de la fréquence. C'est le rendement de référence $\eta_{ea,réf}$ (Beranek).

Exemple pratique

Calculons, à titre d'exemple, le rendement de référence du haut-parleur représenté à la figure 1, monté sur un écran infini et considéré comme rayonnant par ses deux faces.

Les valeurs des différents paramètres sont :

B = 0,8 T
ℓ = 7 m
R_e = 4,5 Ω
R_g = 7 Ω
r = 90 . 10^{-3} m
M_c = 7 . 10^{-3} kg
ρ = 1,21 kg/m³
c = 344 m/s

On trouve :

S = 25,4 . 10^{-3} m²
$M_a{}^p$ = 8 $\rho/3 \times r^3$ = 2,35 . 10^{-3} kg

Après substitution dans (52), on obtient :

$$\eta_{ea,réf} \approx 0{,}055.$$

Remarquons que le rendement utilisable $\eta_{em,u}$ de la conversion électromécanique vaut :

Nem,u = 7 + 4,5

$$\eta_{em,u} = \frac{7}{7 + 4{,}5} \approx 0{,}6$$

L'examen de la relation (52) nous permet de formuler les conditions suivantes pour « l'optimisation » du rendement de référence :

1° la résistance R_e de la bobine mobile doit être faible,
2° la masse par unité de surface $(M_c + 2M_a{}^p)/S$ petite,
3° le produit B . ℓ élevé.

Il est aisé de voir que ces trois conditions sont incompatibles et qu'en pratique, on est obligé de rechercher un compromis.

En effet :

a) pour réduire R_e, il faut augmenter la section du fil de la bobine mobile, ce qui entraîne l'accroissement de la masse unitaire ;

b) si l'on veut diminuer la masse unitaire sans réduire la rigidité de l'ensemble (par un choix approprié de l'épaisseur et du poids spécifique du matériau), on augmente la fréquence de résonance f_o, ce qui risque de compromettre la réponse du haut-parleur dans le registre grave ;

c) en ce qui concerne le produit B . ℓ, comme on ne peut augmenter ℓ sans majorer R_e et la masse unitaire, la seule ressource est d'augmenter B.

On sait que l'on dispose aujourd'hui d'alliages pour aimants permanents (Alnico, Alcomax... contenant, tous, un assez fort pourcentage de cobalt) qui permettent d'atteindre des inductions élevées avec un poids réduit de matériaux magnétiques. Toutefois, depuis quelques années, on leur préfère les céramiques magnétiques en raison de l'augmentation considérable du prix du cobalt.

Dans cet ordre d'idée, il est à noter que la quantité et la qualité de ce matériau ne constituent pas, en elles-mêmes, une indication suffisante quant à la valeur du flux d'induction dans l'entrefer, bien que l'on ait pris l'habitude, en pratique, de citer comme référence le poids de l'aimant.

Une bonne compréhension des circuits magnétiques est essentielle pour utiliser au maximum un aimant de poids donné.

Remarquons enfin que si le rendement du haut-parleur est la caractéristique la plus importante lorsque les étages de sortie sont à faible puissance (radio-récepteurs portatifs à transistors), c'est la réponse en fréquence qui devient déterminante pour un haut-parleur de qualité équipant un amplificateur de puissance élevée (rendement et bande passante étant deux facteurs antagonistes pour une induction B donnée).

6. – De l'écran infini à l'enceinte pseudo-infinie

Nous avons vu en 4.3 que, dans le registre grave, le déplacement U de la bobine mobile était indépendant de la fréquence.

Avec les puissances acoustiques mises en jeu dans ce registre, ce déplacement peut devenir assez grand et l'hypothèse de linéarité cesse d'être valable pour la force élastique de réaction F_e.

Comme nous le verrons dans la seconde partie de cette étude, le manque de linéarité introduit des distorsions harmoniques et d'intermodulation préjudiciables à une bonne restitution du message musical. Il faut donc s'efforcer d'atténuer ce manque de linéarité.

L'un des moyens pour y parvenir consiste à enfermer un certain volume d'air à l'arrière du diaphragme, ce qui introduit une force de réaction élastique supplémentaire F'_e sensiblement proportionnelle au déplacement U (voir plus loin).

Désignons par K' le coefficient de raideur caractérisant le volume d'air enfermé à l'arrière du diaphragme, et par F_{et} la force de réaction élastique totale agissant sur celui-ci. On a :

$$F_{et} = K_t\, U \qquad (53)$$

$$\text{avec } K_t = K(U) + K' \qquad (54)$$

On voit que la variation de K(U) avec U se trouve « diluée » par la constante K'.

En ce qui concerne les « souplesses »

$$C_m = \frac{1}{K},\ C'_m = \frac{1}{K'} \text{ et } C_{mt} = \frac{1}{K_t}$$

$$\text{on a : } C_{mt} = \frac{C_m\, C'_m}{C_m + C'_m} \qquad (55)$$

La nouvelle fréquence de résonance f'_o est donnée par :

$$f'_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{M_m\, C_{mt}}} \qquad (56)$$

$$\text{d'où } f'_o = f_o \sqrt{\frac{C_m + C'_m}{C'_m}} \qquad (57)$$

Cette relation montre que l'introduction de la force F'_e relève la fréquence de résonance. Il y a donc lieu à nouveau de rechercher un compromis entre la réduction de la distorsion non-linéaire et la détérioration de la courbe de réponse dans le registre grave.

La présence du coffret (revêtu intérieurement d'une couche absorbante) enfermant le volume d'air à l'arrière du diaphragme supprime, tout comme dans le cas d'un écran infini, l'onde acoustique arrière et, par conséquent, son interaction avec l'onde émise par la face avant du diaphragme. C'est pourquoi, on dit souvent, à tort, qu'un tel coffret réalise les conditions d'une « charge infinie ». Nous préférons utiliser le vocable « charge pseudo-infinie », car, dans le cas considéré, la suppression de l'onde arrière s'accompagne d'une nouvelle force de réaction F'_e, ce qui n'a pas lieu pour un écran infini (un trou dans un mur, donnant sur un local voisin de dimensions importantes).

Nous allons montrer, pour terminer, que le coefficient K' est sensiblement indépendant de l'amplitude du déplacement u de la bobine mobile, pour les valeurs courantes de cette amplitude.

Dans ce but, assimilons la réaction F'_e à celle exercée sur la surface d'un piston se déplaçant dans un cylindre fermé à une de ses extrémités.

Désignons par

r : le rayon du piston,

$S = \pi r^2$: sa surface,

u : son déplacement, la position initiale étant u = o,

v : le volume d'air enfermé dans le cylindre ($v = v_o$ pour u = o),

p : la pression de l'air enfermé ($p = p_o$ pour u = o, p_o étant la pression de l'air ambiant).

$$\text{On a : } F'_e = (p - p_o)\, S = \Delta p\, S \qquad (58)$$

$$\text{et } \Delta u = \frac{v_o - v}{S} = \frac{\Delta v}{S} \qquad (59)$$

$$\text{d'où } K' = \frac{F'_e}{\Delta u} = \frac{\Delta p}{\Delta v}\, S^2 \qquad (60)$$

La transformation étant supposée adiabatique : $p v^\gamma = p_o v_o^\gamma$, on peut écrire :

$$(p_o + \Delta p)\,(v_o - \Delta v)^\gamma = p_o v_o^\gamma$$

$$\text{d'où } \frac{\Delta p}{p_o} = \left(1 - \frac{\Delta v}{v_o}\right)^{-\gamma} - 1$$

En admettant que $(\Delta v / v_o)^3 \ll 1$, on a approximativement :

$$\frac{\Delta p}{p_o} = \gamma\, \frac{\Delta v}{v_o} + \frac{\gamma\,(\gamma + 1)}{2} \left(\frac{\Delta v}{v_o}\right)^2$$

ce qui donne :

$$\frac{\Delta p}{\Delta v} = \gamma\, \frac{p_o}{v_o} \left(1 + \frac{\gamma + 1}{2}\, \frac{\Delta v}{v_o}\right) \qquad (61)$$

Après substitution dans (60), on trouve, compte tenu de (59) :

$$K' = \gamma\, \frac{p_o}{v_o} S^2 \left(1 + \frac{\gamma + 1}{2}\, \frac{S \Delta u}{v_o}\right) \qquad (62)$$

Pour avoir une idée de l'importance du second terme de la parenthèse, calculons sa valeur dans le cas suivant :

$r = 90 \cdot 10^{-3}$ m

$\Delta u = 10^{-2}$ m

$v_o = 50 \cdot 10^{-3}\ m^3$

$\gamma = 1{,}4$

$$\text{On trouve : } \frac{\gamma + 1}{2}\, \frac{S \Delta u}{v_o} = 6{,}1 \cdot 10^{-3}$$

On voit ainsi que pour des déplacements de la bobine mobile aussi importants que 1 cm, le second terme de la parenthèse de (62) reste encore négligeable devant l'unité, ce qui prouve la constance de K' en fonction de u.

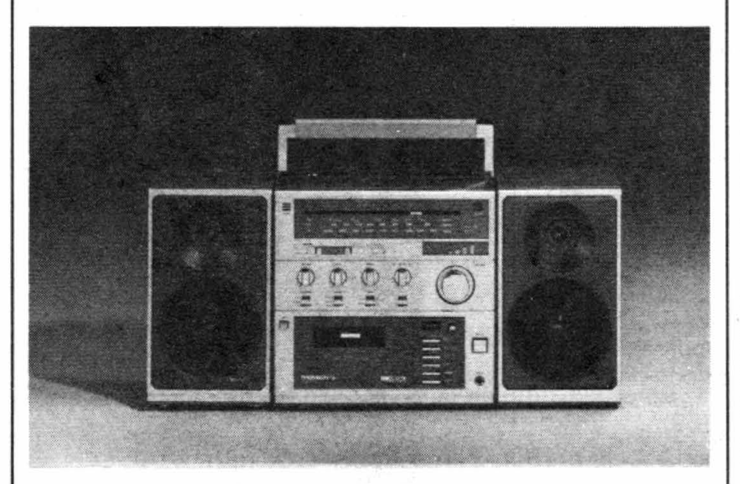
J. DEWEVRE

Bibliographie

1. F. Bedeau. « Théorie du diffuseur (Haut-parleur sans pavillon) », Paris, Hermann, 1935, 66 pp.
2. L. Beranek. « Acoustics », New York, McGraw-Hill, 1954, 482 pp.
3. T.S. Korn. « Théorie et pratique de l'électroacoustique », Bruxelles, Editions Professionnelles, s.d., 204 pp.
4. P. Le Corbeiller. « Electro-Acoustique », Paris, Chiron, 1934, 90 pp.
5. N.W. McLachlan. « Loudspeakers Theory, performance, testing and design ». Oxford, Clarendon Press, 1934, 399 pp.
6. H.F. Olson, « Acoustical engineering », New York, Van Nostrand, 1957, 718 pp.
7. M. Rettinger, « Practical Electroacoustics », New York, Chemical Publishing Co, 1955, 271 pp.
8. Y. Rocard. « Dynamique générale des vibrations », Masson, 1949.
9. J.J. Schurink. « Le haut-parleur électrodynamique à double cône », in « Revue technique Philips », avril 1955, tome 16, n° 10, PP. 301-310.
10. idem avec G.J. Bleeksma. « A loudspeaker installation for high-fidelity reproduction in the home », in « I.R.E. transactions on Audio », sept.-oct. 1957, vol. AU 5, n° 5, PP. 127-137.
11. J.W.S. Rayleigh. « The theory of sound », Macmillan Company 1945, in two volumes, 480 pp., Vol. 1, 504 pp., Vol. II (réédité par Dover).
12. J. Moir. « High quality sound reproduction », London, Chapman and Hall Ltd, 1958, 591 pp.
13. L.E. Kinsler and A.R. Frey, « Fundamentals of acoustics », John Wiley and sons, Inc. 1982, 512 pp.
14. J. Dewevre et W. Hembise. « Le haut-parleur électrodynamique à diaphragme et sa charge acoustique », 1re partie : Etude Physique, revue M.B.L.E. (volume 2, n° 3, 3e année).

Bloc-notes

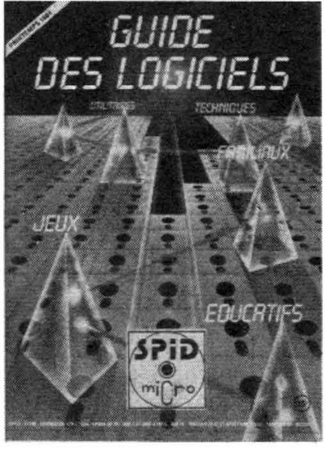
COMBINE RADIOCASSETTE THOMSON MRK 474T



Le nouveau combiné radiocassette Thomson MRK 474T est une minichaîne portable comprenant un radiocassette stéréo avec enceintes détachables – 4 gammes PO – GO – OC – MF stéréo

- Clavier cassette déporté à touches douces.
- Tous types de bandes : normal, chrome, métal.
- Puissance nominale : 2 × 7 W (puissance musicale : 2 × 12 W).
- Enceintes détachables équipées de 2 × 2 haut-parleurs (1 tweeter et 1 médium/grave).
- Alimentation : 220 V 50 Hz ; 12 V par 8 piles de 1,5 V (type R20) ou 12 V par jack normalisé.
- Indicateur de niveau de réception par 5 diodes.
- Prise casque en façade.
- Réglages des graves, des aigus et de la balance séparés.
- Poids : 5,6 kg.
- Dimensions : L 510 × H 242 × P 165 mm.

LE GUIDE DES LOGICIELS N° 2 EST PARU



Pour ceux qui ne le connaissent pas déjà, le Guide des Logiciels est un ouvrage qui recense plus de 400 logiciels destinés aux ordinateurs domestiques (Apple, Atari, Tandy, Hector, Thomson, Oric, Spectrum etc.), dans les principales applications que l'on peut attendre de ces appareils : logiciels de jeux, familiaux, éducatifs, techniques, utilitaires etc.

Le n° 2 est bien sûr une remise à jour car les produits évoluent très vite : par rapport au n° 1, des logiciels ont disparu, remplacés par des nouveaux, mais on assiste surtout à une forte « poussée » des logiciels d'origine française et anglaise, destinés aux ordinateurs de construction européenne.

A qui est-il destiné ? A la fois à l'amateur à qui il délivre une information claire et objective (description du logiciel, photo d'écran, configuration, prix...) afin de lui permettre un choix facile et précis, et au revendeur pour qui il constitue un ouvrage de référence.

Afin d'éviter les retards pris du fait de la distribution par correspondance du n° 1, le n° 2 est maintenant en vente dans les magasins de micro-informatique au prix de 15 F.

LE MINI RECEPTEUR FM SEIKO YG 17 A

C'est bien sûr d'Extrême-Orient que nous vient ce mini-récepteur FM de moins de 20 g, à peine plus grand qu'une petite boîte d'allumettes puisqu'il mesure seulement 30 mm sur 70 mm pour une épaisseur de 10 mm. Il permet de recevoir la gamme FM de 88 à 108 MHz et distille les émissions ainsi captées au creux de votre oreille grâce à un écouteur garni de mousse. Un bouton circulaire de grande taille (relativement aux dimensions du boîtier), permet de faire l'accord sur les stations. L'indication de fréquence n'est pas très précise mais suffit largement pour ce type d'appareil.

Un interrupteur à trois positions fait office de bouton marche/arrêt et de réglage de volume à deux positions. C'est suffisant et le confort d'écoute obtenu dans les deux cas est excellent.

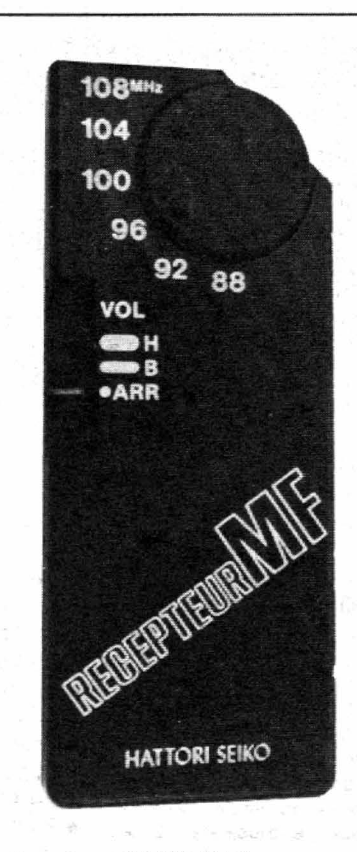
L'antenne n'est autre que le fil de l'écouteur, ce qui signifie qu'il vaudra mieux éviter de laisser ce dernier soigneusement enroulé sinon la sensibilité s'en ressentira.

L'alimentation est confiée à trois piles bouton de 1,5 V que l'on trouve aisément dans le commerce des piles pour montres et réveils à quartz. L'autonomie dépend du niveau sonore choisi mais, même sur la position maximum, ce récepteur ne vous ruinera pas en piles.

Malgré la taille de l'appareil, la sensibilité est suffisante et permet de recevoir sans problèmes les radios nationales et, surtout, les radios locales pour peu que vous ne soyez pas trop éloignées de celles-ci (dont la puissance est souvent très limitée). Bien sûr, l'utilisation en extérieur offre des possibilités de réception supérieures, mais les essais que nous avons pu faire en appartement se sont avérés concluants.

La technique

Malgré sa taille nous l'avons ouvert et, sur un minuscule circuit imprimé double face à trous métallisés, nous



Le récepteur FM YG 17 A.

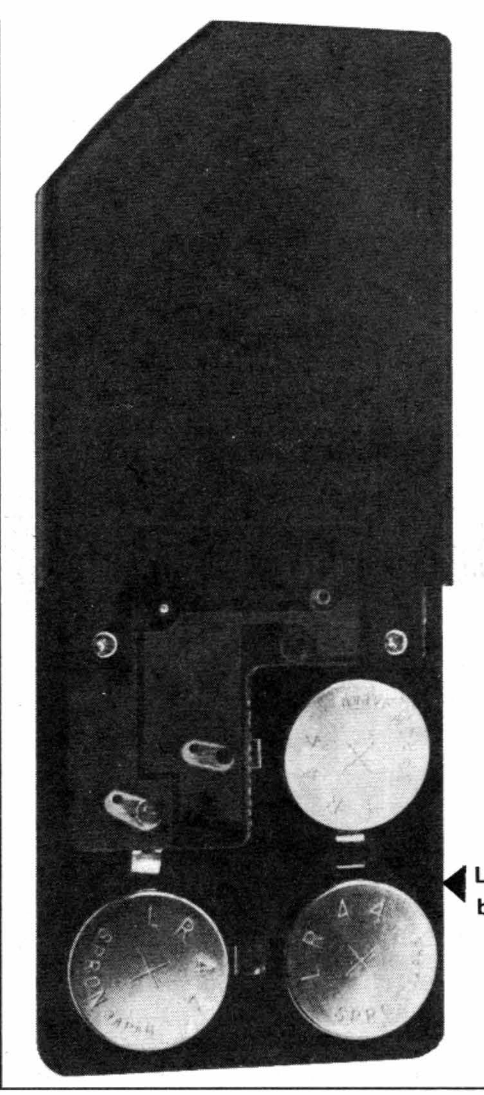
avons découvert des condensateurs et des résistances « chips » (c'est-à-dire sans boîtier) soudés directement sur les pistes mais aussi, et notre fierté européenne s'en est trouvée accrue, un circuit intégré TDA 7010 fabriqué par Philips. Ce circuit vous a d'ailleurs été présenté dans un récent numéro du Haut-Parleur sous la référence TDA 7000 et sous la plume d'Etienne Lemery qui vous proposait de réaliser... un mini-récepteur FM bien sûr. La version TDA 7010 utilisée ici est identique fonctionnellement, la différence de référence correspondant à une différence de boîtier : le TDA 7000 est en boîtier DIL classique, le 7010 en boîtier Flat Pack ce qui permet de réduire l'encombrement.

Aucun câblage et le sérieux du montage des éléments sur le circuit imprimé devrait assurer une longue durée de vie à ce mini-récepteur.

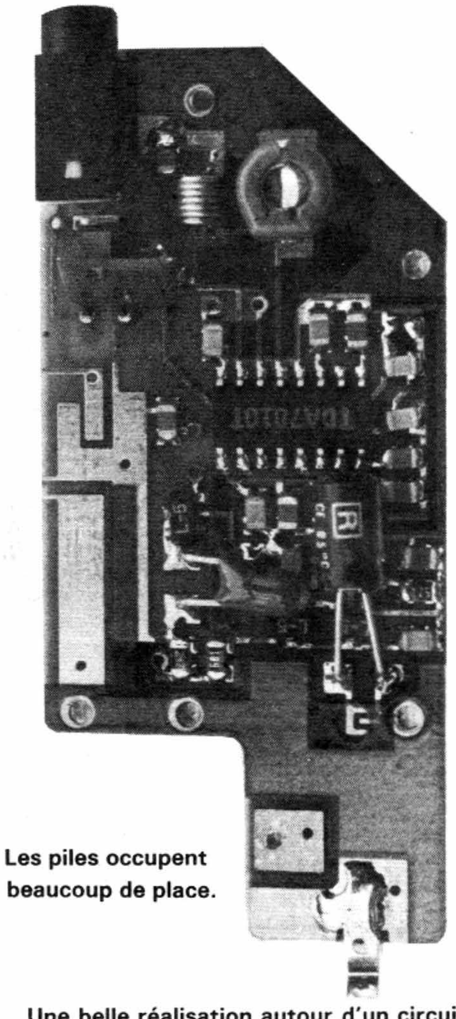
Conclusion

Son prix de vente très bas, ses bonnes caractéristiques alliées à la présence de plus en plus insistante aux six coins de l'hexagone des radios libres ou locales devraient inciter de nombreux amateurs de musique à acquérir cet intéressant appareil. Sa petite taille permet de l'utiliser en tous lieux avec un maximum de discrétion.

C. TAVERNIER



Les piles occupent beaucoup de place.



Une belle réalisation autour d'un circuit intégré européen !



L'ENCYCLOPÉDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

16 VOLUMES ET 15 COFFRETS DE MATERIEL

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous a prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application immédiate.
Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHÈQUE ET 15 COFFRETS DE MATÉRIEL

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.



Renvoyez vite ce bon

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

à compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique.

NOM ______ PRENOM ______

ADRESSE ______ CODE POSTAL ______

1048-04155

UN TELEVISEUR A REALISER SOI-MEME ?

Vous estimez qu'un amateur, même averti, ne peut plus, de façon rationnelle, réaliser un téléviseur, parce que cela est devenu trop complexe ? Sachez donc que les circuits intégrés deviennent, eux aussi, de plus en plus complexes, ce qui facilite la réalisation d'un téléviseur à un point tel que l'amateur peut, depuis peu, s'estimer proche de l'assouvissement de ses désirs.

Chez RTC, on annonce, en effet, un « récepteur de télévision monocircuit » – tout en précisant, d'ailleurs, que ce monocircuit TDA 4500 ne contient ni sélecteurs VHF/UHF ni étages de puissance son, ligne, image, qu'il ne fonctionne qu'avec ces normes, qui ne peuvent être françaises du fait qu'elles sont les plus utilisées en Europe, (image en modulation négative, son en FM), et que, si on veut de la couleur (obligatoirement en PAL), il faut ajouter un TDA 3560 et quelques composants. Cependant, on a bon espoir que les « autres normes » aient bientôt aussi leur monocircuit.

En attendant, on peut se consoler du fait que les micro-ordinateurs les plus répandus proviennent des pays qui utilisent les normes les plus courantes en matière de TV, et comme, en la matière, il ne faut un téléviseur ni de luxe ni même complet, l'amateur a sa chance.

En effet, le TDA 4500 contient :

- Une partie **vision,** avec amplificateur régulé, démodulateur synchrone, détecteurs de CAG et de CAF, pour sélecteurs PNP ou NPN ;
- Une partie **son,** avec amplificateur FI limiteur, détecteur FM à quadrature, commande de volume par tension continue, préamplificateur audio ;
- Une partie **synchronisation,** avec ses deux séparateurs d'impulsions, une sortie trame, un oscillateur ligne asservi en phase et avec commutation VCR, un détecteur de coïncidence qui coupe le son hors synchronisation, un détecteur de surcharge et une sortie lignes.

Le TDA 4500 s'alimente sous 10,5 V en consommant 75 mA (4,5 mA de courant de démarrage) ; il délivre une tension vidéo de 3 V crête à crête pour une sensibilité d'entrée de 70 μV_{eff}, et sa sortie audio fournit 200 mV_{eff}.

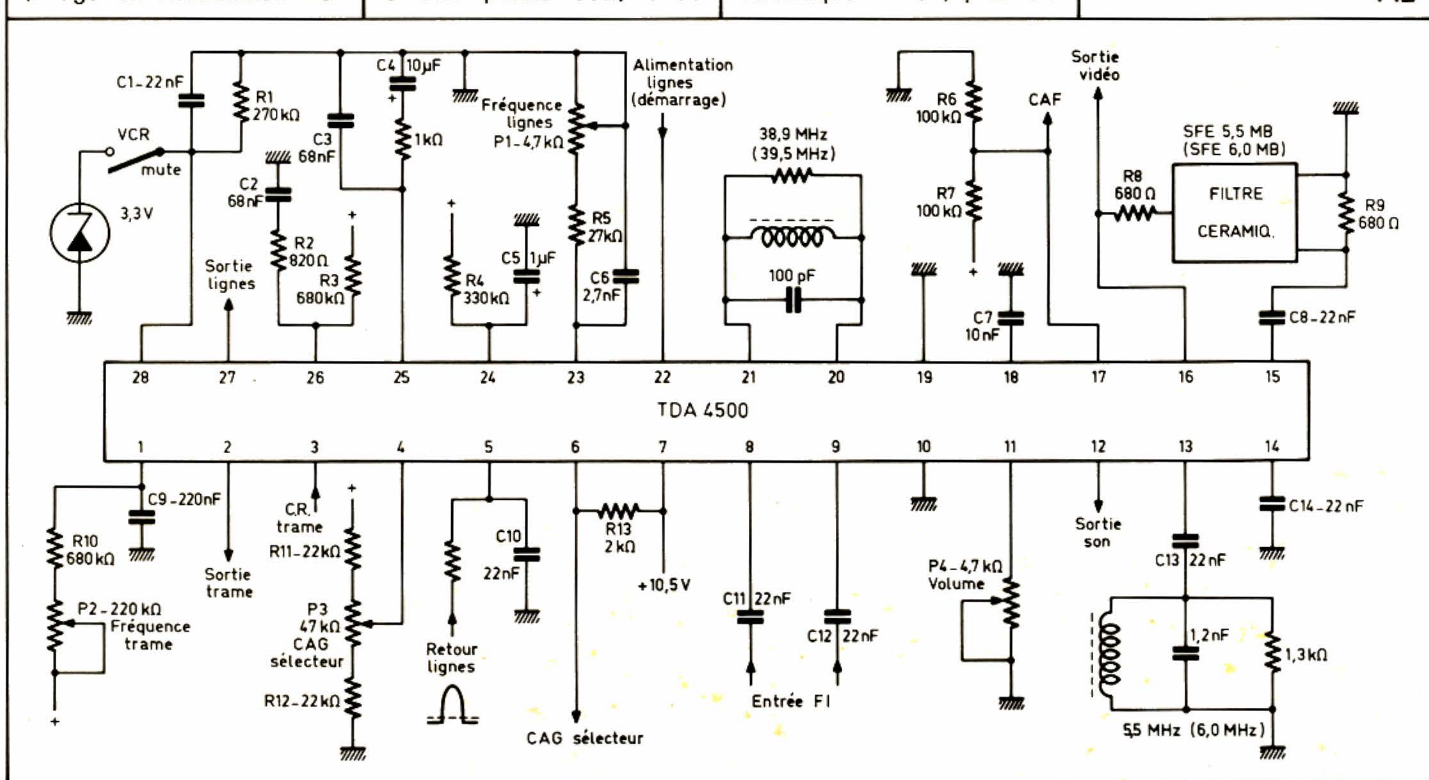
Comme composants périphériques, il demande deux filtres LC et un filtre céramique FI son, plus 14 condensateurs :

C_1, C_8, C_{10} à C_{14} : 22 nF
C_2 : 6,8 nF
C_3 : 68 nF
C_4 : 10 μF
C_5 : 1 μF
C_6 : 2,7 nF
C_7 : 10 nF
C_9 : 220 nF

De plus, 13 résistances et 4 potentiomètres :

R_1 : 270 kΩ
R_2 : 820 Ω
R_3 : 680 kΩ
R_4 : 330 kΩ
R_5 : 27 kΩ
R_6, R_7 : 100 kΩ
R_8, R_9 : 680 Ω
R_{10} : 680 kΩ
R_{11}, R_{12} : 22 kΩ
R_{13} : 2 kΩ
P_1 : 4,7 kΩ
P_2 : 220 kΩ
P_3 : 47 kΩ
P_4 : 4,7 kΩ

RTC Actualités
N° 58, octobre 1983
P.2



Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS
Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :
- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 05.05 : M. Jean-Noël BEAL, 19 TULLE :

1° désire prendre connaissance de divers montages de gradateurs ou variateurs électroniques ;

2° nous demande de lui remémorer les articles de nos publications traitant des mesures et normes adoptées pour la Hi-Fi.

1° Tous les variateurs de vitesse permettent une mise en route **progressive.**

Les montages de variateurs de vitesse que nous avons décrits dans nos différentes publications sont extrêmement nombreux. Nous vous citons les plus récents :
Radio-Plans numéros 347 (p.61), 370 (p.42), 413 (p.66) et 435 (p.73).
Haut-Parleur numéros 1645 (p.140) et 1659 (p.57).
Electronique Pratique numéros 28 (p.144), 44 (p.76) et 61 (p.110).

2° Les mesures et normes en haute fidélité ont fait l'objet de très nombreux articles, mais hélas sur des numéros que l'on peut maintenant qualifier d'anciens... et nous craignons qu'ils soient épuisés. C'est ainsi que nous pouvons vous citer :

– Les normes des appareils Hi-Fi : Hi-Fi Stéréo n° 1230, p. 56
– Les mesures pondérées sont-elles objectives ? Hi-Fi Stéréo n° 1309, p. 71. Hi-Fi Stéréo mars 1975, p.32
– Les normes DIN 45 500 : Hi-Fi Stéréo n° 1391, p.96
– Les normes Hi-FI et normes AFNOR : Hi-Fi Stéréo mars 1975, p.292.

Si vous ne possédez pas certains de ces numéros, veuillez les demander en écrivant aux Publications Radio-Electriques et Scientifiques – Service Vente – 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Si certains numéros sont épuisés, on pourra vous proposer des photocopies des pages concernées.

Dans les deux cas, ce Service vous fera connaître le montant de la somme à lui adresser compte tenu des numéros demandés ou du nombre de pages à photocopier.

●

RR – 05.06-F : M. Bernard DAMON, 65 TARBES :

1° désire connaître les caractéristiques et brochages des circuits intégrés SL 640 C et TAA 765 A ;

2° nous demande des schémas de détecteurs de radiations radioactives.

1° Voici les caractéristiques des circuits intégrés cités :

SL 640 C : double modulateur équilibré ; Vs = 6 V ; gain de conversion = 2 dB ; facteur de bruit = 5 dB ; intensité = 12 mA.

Brochage : voir figure RR-05.06.

TAA 765 A : Amplificateur opérationnel. Tension d'alimentation = ± 1,5 à ± 18 V ; température de fonctionnement = 25 à 85 °C ; courant de sortie = 70 mA max. ; tension d'offset = ± 6 mV ; courant d'entrée = 0,5 µA ; vitesse de variation de la tension de sortie sur 2 kΩ = 18 V/µs ; plage de tension d'entrée en mode commun = ± 12 V ; amplification de tension en boucle ouverte à 1 kHz sur une charge de 2 kΩ + 81 à 85 dB (doc. Siemens).

Brochage : voir figure RR-05.06.

2° Concernant les détecteurs de radiations (nucléaires ou radioactivité), nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes :

Electronique Applications n° 9 (p. 74 et suivantes) et n° 11 (p. 139 et suivantes).

●

RR – 05.07 : M. Daniel JOURDY, 28 DREUX nous demande :

1° les caractéristiques et correspondances des transistors 2 SK 49 et 2 SD 600 K ;

2° des schémas d'antivols avec alarme pour automobiles.

1° Caractéristiques maximales des transistors :

2 SK 49 : FET canal N ; Vp = 2,5 V ; Vds = 5 V ; Vgss = 20 V ; Id = 10 mA ; Ig = 10 mA ; Idss = 6 mA ; Igss = 50 nA ; G fs = 1,9 à 5,5 millisiemens pour Vds = 5 V et Vgs = 0 V. Correspondances : BF 244, BF 245, BF 346, 2N 3822.

2 SD 600 K : silicium NPN ; Pc = 8 W ; Ic = 1 A ; Vcb = 120 V ; Veb = 5 V ; Vce = 120 V ; Icbo = 1 µA ; h fe = 60 à 320 pour Ic = 50 mA et Vcb = 5 V ; Ft = 130 MHz. Correspondances : BD 237, BD 379, BD 581.

2° Concernant les dispositifs d'alarme et antivols pour automobiles, nous avons déjà eu l'occasion de décrire d'innombrables montages de ce genre dans nos colonnes.

A tout hasard, nous vous citons les montages les plus récents parmi lesquels vous pourriez faire votre choix :

Haut-Parleur numéros 1632 (p. 212), 1633 (p. 127), 1641 (p. 240), 1650 (p. 277), 1681 (p. 75), 1682 (p. 75), 1691 (p. 153) et 1692 (p. 169).

Radio-Plans numéros 384 (p. 91), 401 (p. 43), 405 (p. 19) et 423 (p. 27).

Electronique Pratique numéros 52 (p. 71) et 60 (p. 70).

●

RR – 05.08-F : M. Jean FAVARD, 57 SARREGUEMINES :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TDA 1072 ;

2° nous demande de lui indiquer le nombre de tours de fil à bobiner sur un circuit magnétique constitué par 4 bâtonnets de ferrite placés côte à côte pour la construction d'une « antenne-ferrite » couvrant une gamme de fréquences de 65 à 150 kHz environ.

1° Caractéristiques du circuit intégré TDA 1972 :

Circuit intégré RF/FI pour récepteur AM. Tension d'alimentation = 7,5 à 18 V (nominale 15 V) ; consommation = 20 mA ; fréquence d'entrée = de 100 kHz à 30 MHz ; sensibilité (signal/bruit = 26 dB) = 24 µV à 1 MHz ; signal de sortie = 350 mV. (Doc. R.T.C.).

Brochage : voir figure RR-05.08.

2° Le problème que vous nous posez est pratiquement insoluble !

Certes, il existe une formule bien connue permettant de déterminer L lorsqu'on connaît C pour obtenir la résonance sur la fréquence F (ou sur une certaine bande de fréquences si C est variable).

Mais tout d'abord, il n'existe aucune formule précise qui, lorsqu'on connaît L, permet de calculer le nombre de tours de la bobine à confectionner (avec exactitude) ; ce ne sont que des formules empiriques et approximatives.

De plus, dans votre cas, il faudrait encore pouvoir mesurer le coefficient de perméabilité obtenu par l'association des quatre bâtonnets de ferrite !!!

En fin d'analyse, la solution réside dans la confection empirique du bobinage, puis mesurer ensuite la fréquence de résonance (lorsqu'il est associé au CV) ; on déduit alors s'il y a trop de tours ou pas assez !

La fréquence de résonance à obtenir doit être celle la plus élevée à couvrir (soit 150 kHz dans votre cas), et cela avec les lames mobiles du CV totalement sorties (capacité résiduelle minimale) ; cette fréquence peut être légèrement modifiée par le réglage du trimmer (mais la capacité du trimmer doit toujours rester faible par rapport à la capacité maximale du CV). Pour couvrir la bande de fréquences indiquée, il faut prévoir l'emploi d'un condensateur variable de 490 pF (en capacité maximale).

●

RR – 05.09 : M. Jacques SOLEILLANT, 93 St-DENIS nous demande :

1° divers renseignements concernant des antennes d'émission décamétriques ;

2° notre avis sur un projet d'enceinte acoustique du type « bass reflex ».

1° Puisque vous possédez notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'amateur », nous vous indiquons que l'antenne G 5 RV est décrite à la page 326 (11e édition).

Quant à l'antenne « delta-loop » décrite à la page 90 du n° 1960, reportez-vous à la figure 4. L'adaptation d'impédance est faite par cette sorte « d'échelle à grenouille » placée le long d'une partie droite de l'antenne (au bas du dessin sur la figure) ; cela s'appelle un « gamma-match ». Provisoirement, pour la mise au point, le condensateur est un condensateur **variable** à air classique de 500 pF par exemple ; après mise au point (voir texte de l'article), on mesure la **capacité** du CV et on le remplace par un condensateur fixe de **même capacité.** Ce dispositif, dit gamma-match, réalise l'adaptation d'impédance ainsi que le passage de symétrie à asymétrie.

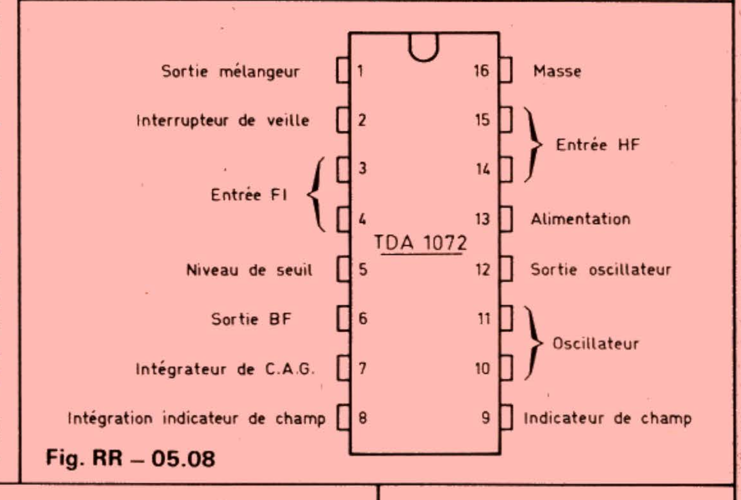


Fig. RR – 05.08

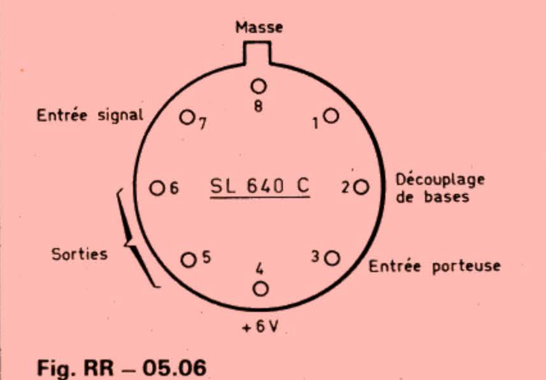
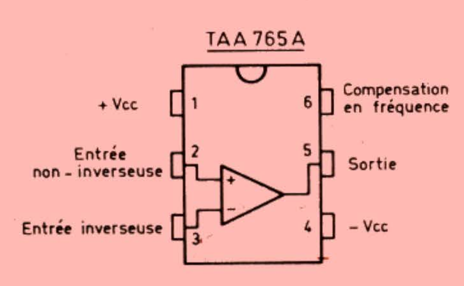


Fig. RR – 05.06



A l'extrémité du gamma-match, nous avons donc un câble coaxial 52 ou 75 Ω pour la liaison au transceiver ; ce câble peut alors avoir une longueur absolument quelconque et il peut être connecté soit directement au transceiver, soit passer par l'intermédiaire d'une boîte de couplage si l'on veut encore améliorer le T.O.S.

Nous vous rappelons aussi que l'adaptation par balun sur ferrite (rapport 1 ou 4) est décrit dans l'ouvrage précédemment cité, pages 317-318.

2° Hélas, nous devons vous dire que vous êtes assez loin du compte ! En effet, pour un haut-parleur boomer de 38 cm de diamètre et pour une enceinte acoustique fonctionnant en **bass-reflex**, un rapide calcul indique que cette dernière doit présenter un volume **minimal** de 253 litres...

Quant à l'épaisseur des panneaux, il faut prévoir au moins 25 mm (30 mm seraient préférables) en bois aggloméré comprimé afin d'obtenir une enceinte très rigide et sans vibration propre excessive.

L'évent doit être placé à une distance environ égale au diamètre du haut-parleur (par rapport au centre de ce dernier).

●

RR – 05.10-F : M. Lucien PONCET, 72 LE MANS désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TCA 650.

Il s'agit d'un démodulateur de chrominance pour décodeur SECAM ou PAL/SECAM. La commutation de standards, déclenchée par un signal continu externe, est assurée par un commutateur interne.

Outre le démodulateur synchrone qui délivre les signaux de différence de couleur, le circuit comprend les éléments suivants :

– une matrice PAL qui permet d'additionner les signaux retardés et les signaux directs pour obtenir séparément les composantes (R – Y) et (B – Y) du signal de chrominance ;

– un permutateur PAL qui, à chaque ligne, inverse la phase de la composante (R – Y) du signal de chrominance ;

– un permutateur SECAM qui réalise la séparation des composantes DR et DB du signal de chrominance en permutant les signaux retardés et directs ;

– un limiteur SECAM.

Caractéristiques principales (Doc. R.T.C.) :

Tension d'alimentation = 12 V ; courant d'alimentation = 36 mA ; signaux d'entrée de chrominance (crête à crête) : PAL = 50 mV ; SECAM = 200 mV ; entrée du commutateur de standards :

PAL = 12 V, SECAM = 0 V ; signaux de sortie de différence de couleur : (R – Y) = 1 1,1 V crête à crête, (B – Y) = 1,47 V crête à crête ; signaux d'entrée de référence PAL crête à crête = 1 V ; entrée du signal rectangulaire (crête à crête) = 3 V.

Boîtier plastique DIL 16 broches (SOT-38) ; brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR-05.10.

Brochage :

1 : entrée du signal de chrominance,
2 : masse et tension d'alimentation négative,
3 : entrée du signal de chrominance,
4 : entrée du commutateur de standards,
5 : entrée du signal de référence SECAM (R – Y),
6 : entrée du signal de référence PAL (R – Y),
7 : entrée du signal de référence PAL (B – Y),
8 : entrée du signal de référence SECAM (B – Y),
9 : entrée du signal de chrominance (B – Y), D_B,
10 : sortie du signal de différence de couleur (B – Y),
11 : entrée du signal de chrominance (R – Y), D_R,
12 : sortie du signal de différence de couleur (R – Y),
13 : sortie du signal de chrominance (R – Y), D_R,
14 : tension d'alimentation (+ 12 V),
15 : sortie du signal de chrominance (B – Y), D_B,
16 : entrée du signal rectangulaire.

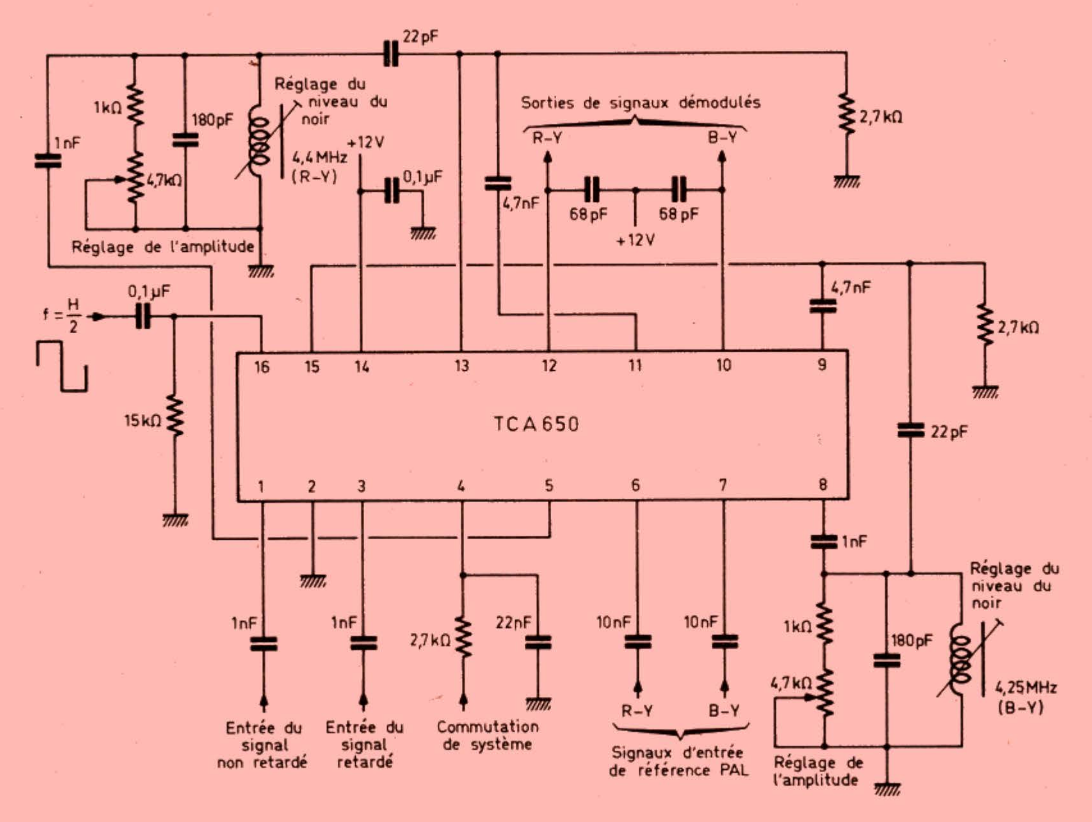


Fig. RR – 05.10

RR – 06.02 : M. Hervé ARBAUD, 75009 PARIS :

1° désire obtenir la notice technique et le schéma complet se rapportant au récepteur de trafic SP 600 ;

2° nous demande les caractéristiques de différentes diodes.

1° Le récepteur SP 600 a fait l'objet de descriptions dans nos numéros 1140 (p.116) et 1278 (p.216). Mais ces numéros sont très anciens et maintenant totalement épuisés. Nous regrettons de ne pouvoir vous les fournir et il n'est pas possible d'envisager une ré-édition de ces articles concernant un récepteur qui est maintenant périmé et dépassé.

2° Voici les caractéristiques maximales des diodes ci-dessous :

SFD 88 : diode silicium de commutation ; tension inverse de crête = 220 V ; intensité directe = 30 mA ; temps de recouvrement = 75 ns ; capacité interne = 6 pF.

ESM 181 : diode silicium de commutation ; normalement, cette immatriculation doit être suivie d'un autre nombre (300, 400, 500 ou 600) qui indique précisément la tension maximale inverse de crête ; intensité directe = 1 A ; temps de recouvrement = 300 ns.

1 P 644 : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 100 V ; intensité directe redressée = 400 mA.

●

RR – 06.04 : M. Jacques MERCIER, 16 ANGOULEME :

1° se plaint de nombreuses perturbations dans la réception des émissions de télévision (avec antenne collective sur un immeuble important) ;

2° désire le schéma d'un module d'inversion vidéo pour ZX 81.

1° Ce qu'il importe tout d'abord de savoir est le point suivant : est-ce que tous les téléviseurs de votre immeuble connectés sur l'antenne collective sont perturbés ? Ou bien n'y a-t-il que le vôtre ?

Dans le premier cas, il pourrait être nécessaire de monter un filtre **à l'entrée** de l'amplificateur de distribution de l'antenne collective. Il se pourrait aussi que l'émetteur FM voisin soit en cause (rayonnement anormal de fréquences indésirables).

Dans le second cas, c'est uniquement votre téléviseur qui est en cause. Il vous faut alors monter un **filtre** entre l'entrée-antenne de votre appareil et l'arrivée du câble coaxial d'antenne. De tels filtres existent dans la marque PORTENSEIGNE ; veuillez consulter votre radioélectricien local.

2° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux numéros 22 (p.107) et 25 (p.168) de notre confrère « Micro-Systèmes » (même adresse que la présente revue).

●

RR – 06.06 : M. Stéphane ROCHE, 54 TOUL, sollicite des renseignements complémentaires concernant l'amplificateur 300 W, gamme FM, décrit dans le N° 1690.

Concernant l'amplificateur 300 W gamme FM, publié dans notre n° 1690 :

1° Il n'y a aucune erreur dans les schéma et plan, tout ayant été repris directement sur le rapport communiqué par les Laboratoires d'applications de Philips - R.T.C.

2° Pour tous les matériels et composants nécessaires (transistors, résistances, condensateurs, ferrites, radiateur, etc.) nous vous conseillons de vous adresser à un dépositaire revendeur de la marque indiquée, à savoir :
R.T.F. – DIFFUSION
59-63, rue Desnouettes,
75015 PARIS
ou
OMNITECH
29, rue Ledru-Rollin,
92150 SURESNES.

3° Chaque condensateur C_5 C_6 C_8 fait 680 pF. **Plaqué** contre chaque chip et **connecté en parallèle,** on monte un autre chip de 150 pF, si bien que chaque groupement fait 680 + 150 = 830 pF.

4° Pour L_5, L_{14}, L_{15}, il faut utiliser des noyaux de ferrite à six trous (R.T.C.). Pour L_5, un fil unique est passé **en tore** dans les trous. Pour L_{14} et L_{15}, il y a 6 fils, un dans chaque trou, et réunis ensemble en parallèle à l'entrée et à la sortie ; cela se voit bien sur la figure 4.

Vos questions nous amènent à formuler la mise en garde suivante : la réalisation d'un tel montage ne peut s'adresser qu'à un professionnel qualifié (et non à un amateur). Cette construction est en effet assez délicate, nécessitant une parfaite mise au point, ce qui ne peut être conduit que par un professionnel averti et spécialisé en VHF. C'est la raison pour laquelle cette description ne comporte que peu de détails... qui sont cependant suffisants pour un spécialiste.

●

RR – 06.08 : M. Dominique BEAL, 67 HAGUENAU, nous demande quelle est la fréquence du quartz qui doit être utilisé sur un récepteur VHF type R 298 (quartz manquant sur l'appareil en sa possession).

Sur le récepteur R 298 couvrant la gamme de 100 à 156 MHz, la fréquence du quartz à utiliser dépend de la fréquence que vous désirez recevoir entre les limites indiquées précédemment ; en effet, ce récepteur est du type monocanal.

La fréquence Fx du quartz à mettre en place est déterminée par la formule :

$$Fx = \frac{Fr - 9,72}{18}$$

Fr étant la fréquence à recevoir.

Certes, on peut tourner la difficulté en remplaçant l'oscillateur à quartz par un oscillateur variable (VFO) ; mais à chaque changement de fréquence, il faut réajuster **tous les réglages** des autres circuits (5 boutons situés en bas du panneau avant à régler pour l'obtention du maximum de sensibilité ou de l'audition de l'émission reçue). Ce récepteur est donc d'un emploi vraiment peu commode pour le radioamateur ; en outre, il ne permet la réception que des émissions en AM.

A la vérité, il s'agit là d'un appareil très ancien, maintenant périmé et ne présentant plus aucun intérêt.

●

RR – 06.15 : M. Jacques CHABANON, 33 BEGLES, nous demande conseil sur les variateurs de vitesse et les moteurs à induction pour courant alternatif.

Les variateurs de vitesse ordinaires à triacs fonctionnant par contrôle de phase ne conviennent que pour les moteurs dits « universels ».

Pour les moteurs à induction pour courant alternatif, il faut utiliser des variateurs spéciaux beaucoup plus complexes dont un exemple de montage a été publié dans notre numéro 1521, page 318.

●

Initiation à la pratique de l'électronique

LA RESISTANCE THERMIQUE

Les constructeurs de transistors et de diodes semi-conductrices donnent dans leurs catalogues des informations sur la tenue en température de leurs produits. C'est au technicien de savoir comment utiliser ces données dans le but d'obtenir un fonctionnement de qualité et durable pour les montages qu'il a étudiés, surtout s'il souhaite obtenir de bonnes performances dans un milieu où la température de l'air environnant atteint une valeur bien supérieure aux 25 °C habituels.
Nous expliquerons donc dans les pages qui suivent ce que l'on entend par résistance thermique, comment prendre en considération la température maximale de la jonction, et tracer (et utiliser) la courbe de dissipation : diminution de la puissance utile en fonction de l'augmentation de la température. Puis nous verrons comment employer les radiateurs (également appelés refroidisseurs) afin d'atteindre un fonctionnement fiable.

Echauffement des transistors

Vous souhaitez réaliser un amplificateur basse fréquence devant sortir une puissance de quelques watts. Il va donc se poser le problème du choix des transistors de sortie. Il est évident que ces transistors seront du type « de puissance » et qu'ils devront être fixés sur un radiateur (ou refroidisseur), car les jonctions vont chauffer, et cette chaleur produite devra être évacuée pour ne pas endommager le transistor.

Physiquement, un transistor se présente comme sur la figure 1(a). La jonction collecteur-base dissipe une certaine puissance, égale au produit du courant I_c par la tension collecteur-base. L'autre jonction (émetteur base) ne dissipe qu'une puissance plus faible (V_{BEX} I_E) puisque la tension V_{BE} est toujours de l'ordre de 0,6 V.

Pour un circuit (fig. 2), il est aisé de calculer la puissance dissipée par ces deux jonctions. D'après les valeurs indiquées sur le schéma, on voit que la tension entre collecteur et émetteur est de 4,3 V (= U – $R_C I_C$) et que celle entre collecteur et base est de 3,7 V (= Vcollecteur – 0,6 V), d'où une puissance dissipée dans la jonction collecteur base égale à 3,7 V × 10 mA, soit 37 mW. En ce qui concerne la puissance dissipée dans la jonction émetteur-base, et en considérant que I_E est sensiblement égal à I_C (théoriquement il faudrait y ajouter le courant I_B, de valeur négligeable par rapport aux autres courants), cette puissance est égale à 6 mW (= 0,6 V × 10 mA). Ce qui fait que la puissance dissipée totale dans ce transistor est de 6 + 37, soit 43 mW.

En pratique, pour le schéma donné, on ne se donnera pas autant de mal en calculant séparément les puissances des deux jonctions ; la formule à appliquer sera seulement la suivante :

Pdiss. = Vcollecteur × I_C,

c'est-à-dire que, pour notre exemple :

Pdiss. = 4,3 V × 10 mA = 43 mW.

Cette puissance électrique est convertie en chaleur (effet Joule). Le composant chauffera plus ou moins suivant ses dimensions (en effet, plus sa surface est grande, plus il cède facilement sa chaleur à son environnement).

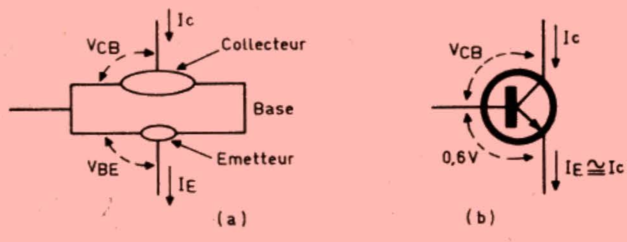


Fig. 1. – Représentation physique d'un transistor-jonction (a) et son schéma équivalent (b).

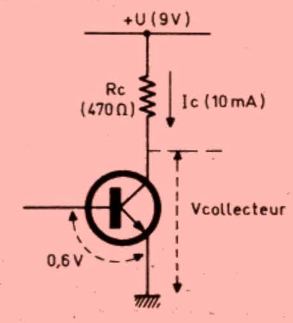


Fig. 2. – La puissance dissipée est égale à V collecteur x Ic.

Une certaine température ne doit jamais être dépassée. Cette valeur limite dépend de la technologie, elle est de l'ordre de : 90 °C pour le Germanium, 175 °C pour le Silicium et jusqu'à 150 °C pour certains circuits intégrés munis d'ailettes.

Résistance thermique

Dans les calculs concernant le refroidissement des transistors de sortie, apparaît une caractéristique appelée la résistance thermique (en abrégé Rth), exprimée en degré par watt (°C/W). **La résistance thermique doit être la plus faible possible.** Elle dépend de la technologie et des dimensions géométriques du transistor.

La puissance que peut supporter le transistor est limitée par la température atteinte au niveau des jonctions.

Mais qu'est-ce donc que cette résistance thermique ? C'est, pour une puissance donnée, la différence de température d'une jonction par rapport à la température ambiante, ou par rapport à la température d'un autre point (le boîtier par exemple).

Exprimée par une formule, la résistance thermique est :

$$Rth = \frac{Tj. - Tamb.}{P_{c\,max}}$$

dans laquelle on considère la différence de température entre la jonction (Tj.) et la température extérieure de l'ensemble (température ambiante Tamb.). Cette formule peut être donnée sous une autre forme :

$$Rth = \frac{Tj. - Tb.}{P_{c\,max}}$$

qui est la résistance thermique entre la jonction et le boîtier. C'est cette caractéristique qui est donnée dans les catalogues de semi-conducteurs pour les transistors de puissance.

Dans ces formules, Tj. est la température de la jonction, Tb. celle du boîtier et Tamb. la température ambiante. Elles sont données en °C. La température maximale sur le collecteur du transistor est en watt, et Rth est donnée en °C par watt.

Quelques exemples feront bien comprendre ce qu'est la résistance thermique, nous indiquerons comment utiliser cette caractéristique.

Transistor sans refroidisseur

Le transistor BC 107 nous servira pour ce premier exemple. En ce qui concerne la puissance les caractéristiques limites sont :

Puissance de dissipation totale (pour une température ambiante ⩽ 25 °C) : 300 mW.

Température de la jonction : 175 °C.

Le constructeur nous indique également deux valeurs intéressantes au sujet de la tenue en température du composant :

Résistance thermique (entre jonction et boîtier) : 200 °C/W

Résistance thermique (entre jonction et ambiance) : 500 °C/W

D'après ces renseignements, nous pouvons calculer la puissance collecteur à ne pas dépasser, et cela pour chaque valeur de température de l'environnement.

Nous utiliserons la formule donnée, mais sous la forme :

$$P_{c\,max} = \frac{Tj. - Tamb.}{Rth}$$

dans laquelle nous faisons rentrer les valeurs données pour le BC 107 :

$$P_{c\,max} = \frac{175\ °C - Tamb.}{500}$$

Pour plusieurs valeurs de Tamb. (75 °C, 125 °C, 175 °C), nous obtenons la valeur correspondante de $P_{c\,max}$ (0,2 W, 0,1 W et 0 W). Ces valeurs limites de puissance pourront être portées sur un graphique (fig. 3). Nous remarquons d'abord un palier entre 0 °C et 25 °C, puisque le catalogue nous indique que la dissipation totale ne doit pas dépasser 300 mW, et cela pour une température inférieure ou égale à 25 °C.

Ensuite la courbe chute d'une façon linéaire selon la formule donnée ci-dessus. Plus la température environnante augmente, plus la puissance admissible sur le collecteur se réduit.

Puis on s'aperçoit que pour 175 °C de température ambiante, $P_{c\,max} = 0$.

Si Tj. max n'avait pas été donnée, on aurait pu

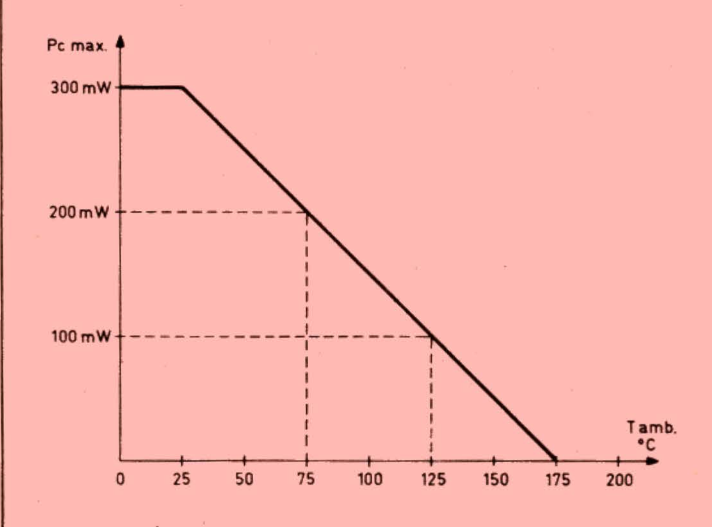


Fig. 3. – Variation de la puissance collecteur limité en fonction de la température ambiante.

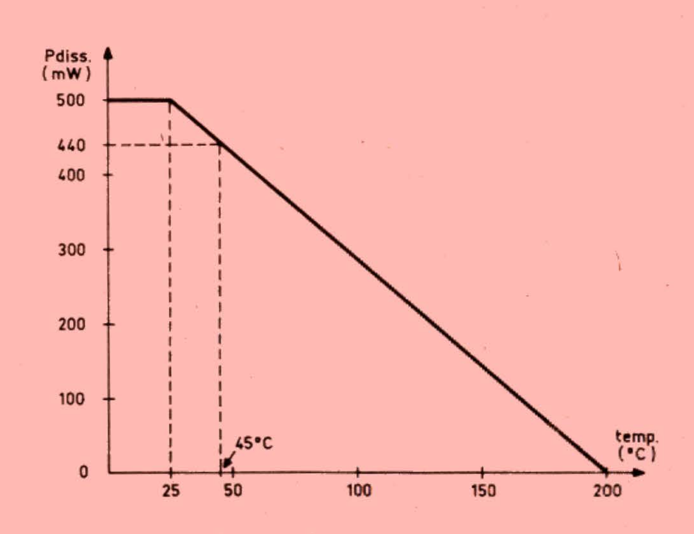


Fig. 4. – Puissance dissipée max. de la diode 1N 4148 en fonction de la température.

calculer sa valeur de cette façon :

Tj. max = 25 °C + (Rth × $P_{c\,max}$ à 25 °C), soit ici : 25 °C + (0,5 × 300) = 175 °C.

Application aux diodes

Ces considérations sur la tenue en température des transistors s'appliquent également aux diodes semi-conductrices (de redressement, Zener, etc.). Pour ne citer qu'un seul exemple, disons que la diode 1N4148 possède une résistance thermique jonction-ambiance de 350 °C/W, que la température de sa jonction ne doit pas dépasser 200 °C et que la puissance maximale à 45 °C est de 440 mW, ou 500 mW pour une température inférieure ou égale à 25 °C.

Le graphique de la variation de la puissance en fonction de la température est donné sur la figure 4. Ces valeurs ne sont valables que si la longueur de la connexion entre le corps de la diode et la soudure est de 4 mm (fig. 5).

Transistor avec refroidisseur

Le transistor est fixé au moyen de vis sur un refroidisseur, en l'occurrence une plaque métallique (aluminium) peinte de préférence en noir mat. La résistance thermique de ce radiateur est également exprimée en degrés Celsius par watt.

Ces résistances thermiques, internes ou extérieures, se manipulent comme des résistances ohmiques de circuits électriques, elles peuvent se brancher en série ou en parallèle.

La jonction émet de la chaleur dans toutes les directions vers le boîtier, ce dernier s'échauffe et rayonne cette chaleur vers l'extérieur, ou la conduit vers l'air environnant à travers le refroidisseur. L'écoulement de cette chaleur est représenté d'une façon linéaire (sur une seule ligne).

Pour commencer, nous avons représenté l'écoulement de la chaleur dans le cas précédent (BC 107, Rth jonction/ ambiance = 500 °C/W) (fig. 6). La jonction, sous l'effet de la puissance électrique absorbée (P_c = 200 mW), émet une certaine température (Tj.). Celle-ci s'écoule dans l'espace jonction-boîtier, possédant une résistance thermique (Rth = 500 °C/W). Le boîtier est à la température de l'air ambiant, ici 75 °C. On remarque que dans cet exemple, on est à la limite de température de la jonction (175 °C).

Si la température est à 50 °C (cas d'un autoradio dans une voiture en plein soleil), la puissance $P_{c\,max}$ à ne pas dépasser sera 250 mW, car pour cette puissance et cette température, la jonction est à 175 °C. Il est évident que si la puissance est inférieure, il n'y aura aucun problème côté comportement du transistor en température.

Sur la figure 6, la jonction et la température ambiante sont représentées par des cercles, puisque ce sont des générateurs de chaleur. Le transistor peut être détérioré par une ambiance trop élevée, même s'il n'est pas sous tension (température de stockage à ne pas dépasser : + 175 °C).

On représente le plus souvent l'écoulement de la chaleur sous la forme d'un dessin semblable à un circuit électrique (fig. 7). Nous pensons qu'il serait préférable de dessiner le circuit de refroidissement comme sur la figure 8. La jonction est un générateur de température de valeur variable

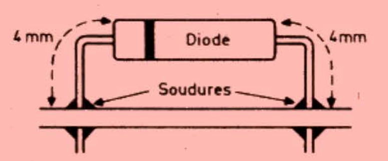


Fig. 5. – La résistance thermique de la diode est donnée pour une certaine longueur des connexions.

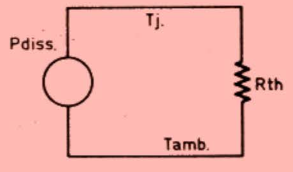


Fig. 7. – Représentation classique de l'écoulement de la chaleur.

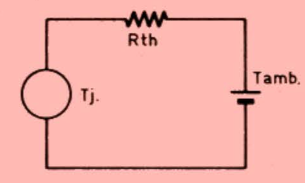


Fig. 8. – Autre représentation. L'ambiance est un générateur de température de valeur fixe.

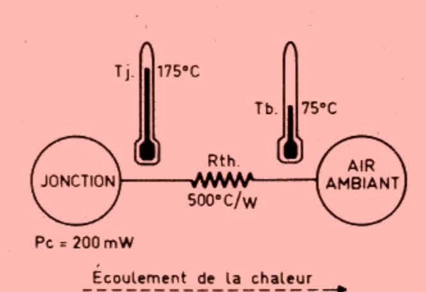


Fig. 6. – Représentation schématique de l'écoulement de la chaleur (la température n'est pas mesurée avec un thermomètre à mercure, mais avec un thermocouple ou un élément CTN).

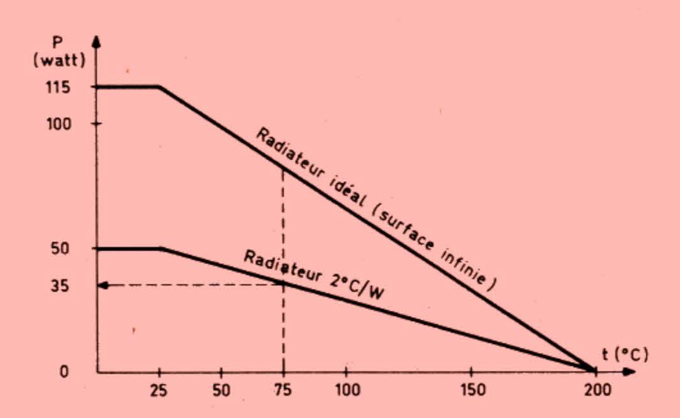


Fig. 9. – Courbe de dissipation dans le cas d'un radiateur idéal et d'un radiateur courant.

(suivant les variations de puissance dans le transistor), l'ambiance est un générateur de température de valeur fixe, représentée par le symbole de la pile.

Pour expliquer la dissipation par radiateur, nous prendrons un 2N3055, transistor de puissance très apprécié pour les étages de sortie, ou comme ballast dans les alimentations stabilisées devant fournir un fort courant, et dont le boîtier TO 3 est prévu pour être fixé sur un refroidisseur. Les caractéristiques limites données par le constructeur sont les suivantes :

Puissance dissipée du collecteur : 115 W (pour une température de boîtier inférieure ou égale à 25 °C).

Température de la jonction : 200 °C.

Résistance thermique (jonction-boîtier) : 1,5 °C/W.

La valeur de 115 W est donnée pour le cas d'un refroidisseur idéal infini. Dans la réalité, le radiateur possède une résistance thermique plus ou moins élevée.

Nous avons sur la figure 9 plusieurs possibilités. D'abord le cas du radiateur idéal, dont la résistance thermique serait nulle et qui serait une surface infinie.

La deuxième courbe concerne un refroidisseur de Rth = 2 °C/W. Les résistances thermiques s'ajoutant, la valeur totale est de 3,5 °C/W. Ainsi à 25 °C, la puissance collecteur à ne pas dépasser est :

$$\frac{200\ °C - 25\ °C}{3{,}5\ °C/W} = 50\ W.$$

Si le montage doit fonctionner dans un environnement à 74 °C, la puissance collecteur à ne pas dépasser sera :

$$\frac{200 - 75}{3{,}5} \cong 35\ W$$

L'ensemble transistor-refroidisseur est schématisé sur la figure 10. Quelle sera la température du boîtier ? Elle est donnée par la formule :

$$Rth = \frac{Tj. - Tb.}{Pdiss.}$$

transformée sous la forme : Tb. = Tj. – (Pdiss. × Rth), ce qui donne 147,5 °C.

Montage du transistor de puissance

Le contact entre le transistor et le refroidisseur devra être le plus parfait possible. Si ce refroidisseur n'est pas un modèle du commerce mais de notre fabrication, on veillera à ce que les dimensions des trous soient bien respectées (fig. 11) afin d'obtenir une surface de contact la plus grande possible. Cet espace d'application devra être parfaitement plan, et les bavures dues au perçage supprimées.

Puisque le boîtier du transistor de puissance est relié électriquement au collecteur et que la plaque métallique sur laquelle il est fixé est reliée à un potentiel différent (le plus souvent la masse), l'isolement électrique entre les deux se fait par une mince lame de mica, que l'on trouve, coupée aux dimensions, chez les marchands de composants. Cette feuille de mica doit être enduite de graisse aux silicones pour augmenter le contact thermique avec le transistor (fig. 12).

L'utilisation de mica apporte souvent des problèmes d'isolement (mica détérioré,...) et peut être désastreux pour les transistors de puissance. En plus, cet isolant au mica apporte une augmentation non négligeable de la résistance thermique. En conclusion, un bon conseil : ne pas utiliser de mica (si c'est possible). Le mieux est de fixer directement le transistor sur le radiateur. Celui-ci sera isolé du reste du montage par des rondelles isolantes.

En résumé...

L'écoulement thermique s'effectuera d'autant mieux que les dimensions du radiateur seront grandes. La surface du radiateur a plus d'importance que son épaisseur.

Les métaux n'ont pas la même résistivité thermique, le cuivre rouge serait l'idéal, mais pour des questions de prix de revient, on

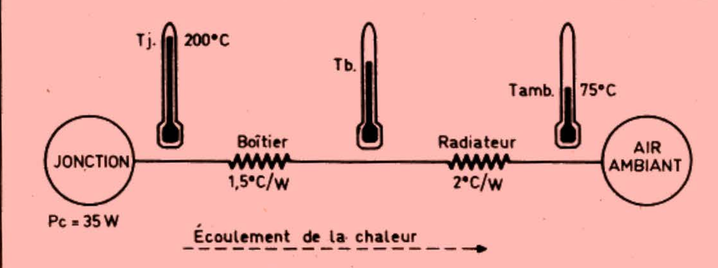


Fig. 10. – Schéma du refroidissement de l'ensemble transistor-radiateur.

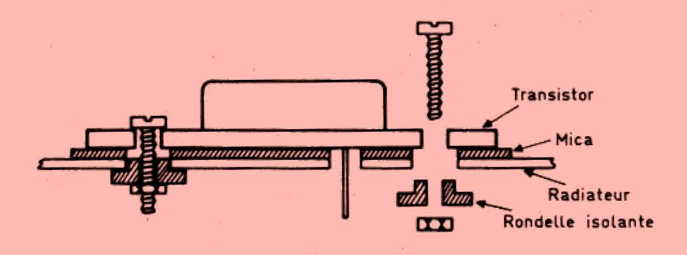


Fig. 12. – Mode de fixation d'un transistor de puissance sur son radiateur.

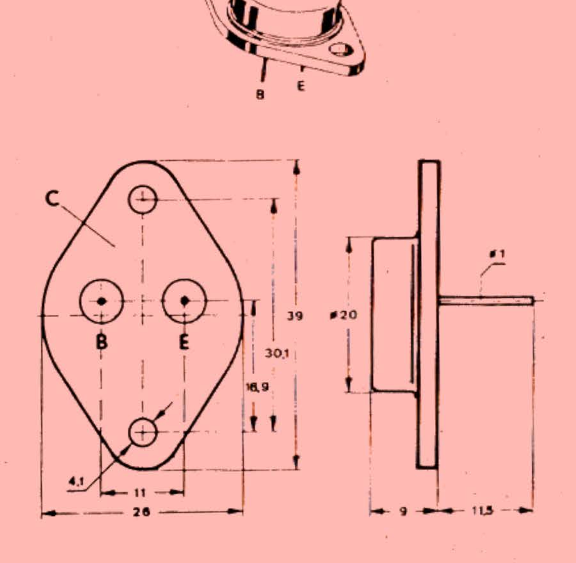


Fig. 11. – Boîtier TO3 et ses dimensions.

utilisera l'aluminium. Le laiton est à proscrire.

La surface sera teintée en noir mat.

Les radiateurs seront disposés verticalement.

Quelques remarques

Les transistors en boîtier type TO 39 et TO 18 sont prévus pour un emploi sans radiateur, néanmoins la puissance de dissipation maximale pourrait être augmentée en leur adjoignant un refroidisseur, soit de sa propre fabrication (pour le boîtier TO 18), soit acheté dans le commerce (pour le boîtier TO 39). Ce dernier type a été largement utilisé sur le BF 258 qui équipe le dernier étage vidéo de certains téléviseurs transistorisés (fig. 13).

Les catalogues donnent deux caractéristiques pour les transistors de petite puissance :

– Rth jonction-ambiance, pour l'utilisation usuelle sans refroidisseur.

– Rth jonction-boîtier, dans le cas où on utiliserait un petit refroidisseur comme celui représenté figure 13.

Résistances thermiques associées en parallèle

Jusqu'ici nous n'avons parlé que de l'association de résistances thermiques en série. L'évacuation de la chaleur peut pourtant se faire par deux voies différentes, d'une part par le boîtier lui-même (Rth = 500 °C/W), le boîtier est alors l'interface entre la jonction et l'air ambiant, d'autre part à travers le boîtier et le refroidisseur (Rth_2 = 200 °C/W + 55 °C/W). La résistance thermique totale est égale à :

$$\frac{Rth_1 \times Rth_2}{Rth_1 + Rth_2}$$

Avec les valeurs numériques données Rth total ≃ 169 °C/W (fig. 14).

Thermal Derating Factor

Une autre caractéristique liant la température et les semi-conducteurs, et que l'on rencontre dans la littérature technique américaine, est le « Thermal derating factor », désigné par K_t et exprimé en watt par degré. Il s'agit de l'inverse de la résistance thermique.

Ainsi, un transistor dont les caractéristiques sont :
Pdiss. max à 25 °C
= 150 mW
et K_t = 3 mW/°C
possède une résistance thermique de 330 °C/W. Le facteur K_t indique que la puissance, pour une température extérieure supérieure à 25 °C, doit être diminuée de 3 mW par degré. A 35 °C, soit une hausse de 10 °C, la puissance sur le collecteur ne devra pas dépasser 120 mW (150 – 30).

En conclusion, lorsqu'un montage doit fonctionner dans un environnement dont la température est supérieure à 25 °C, il est bon de se rappeler ces formules :

$$Rth = \frac{Tj. - Tb.}{P_{c\,max}}$$

$$Rth = \frac{Tj. - Tamb.}{P_{c\,max}}$$

$$K_t = \frac{P_{c\,max}}{Tj. - 25\,°C}$$

Si seulement deux caractéristiques sont données, la troisième est trouvée facilement.

Par exemple, si nous avons un transistor au germanium dont nous ne connaissons que
Tj. = 85 °C
et K_t = 1,7 mW/°C,
la puissance autorisée sur le collecteur est :

$$P_{c\,max} = K_1\,(Tj.\,max - 25\,°C)$$

$$P_{c\,max} = 1{,}7\,(85 - 25) = 102\text{ mW}$$

Autre exemple :
Nous savons que Tj. max = 125 °C et Pdiss. max = 200 mW (à 25 °C), la résistance thermique est :

$$Rth = \frac{Tj.\,max - Tamb.}{P_{c\,max}}$$

$$Rth = \frac{125 - 25}{0{,}2} = 500\text{ °C/W}$$

ou K_t = 1/Rth = 0,002 soit 2 mW/°C.

J.-B. P.

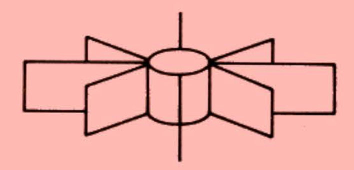


Fig. 13. – Exemple de radiateur utilisé sur un boîtier TO39.

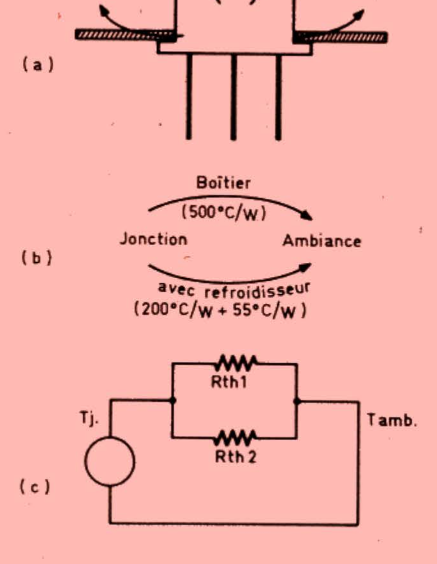


Fig. 14. – Avec le boîtier TO39 placé sur un refroidisseur improvisé (a), les calories atteignent l'ambiance par deux voies différentes (b) d'où la représentation classique avec deux résistances en parallèle (c).

LE MAGNETOSCOPE NEC N 831 ES

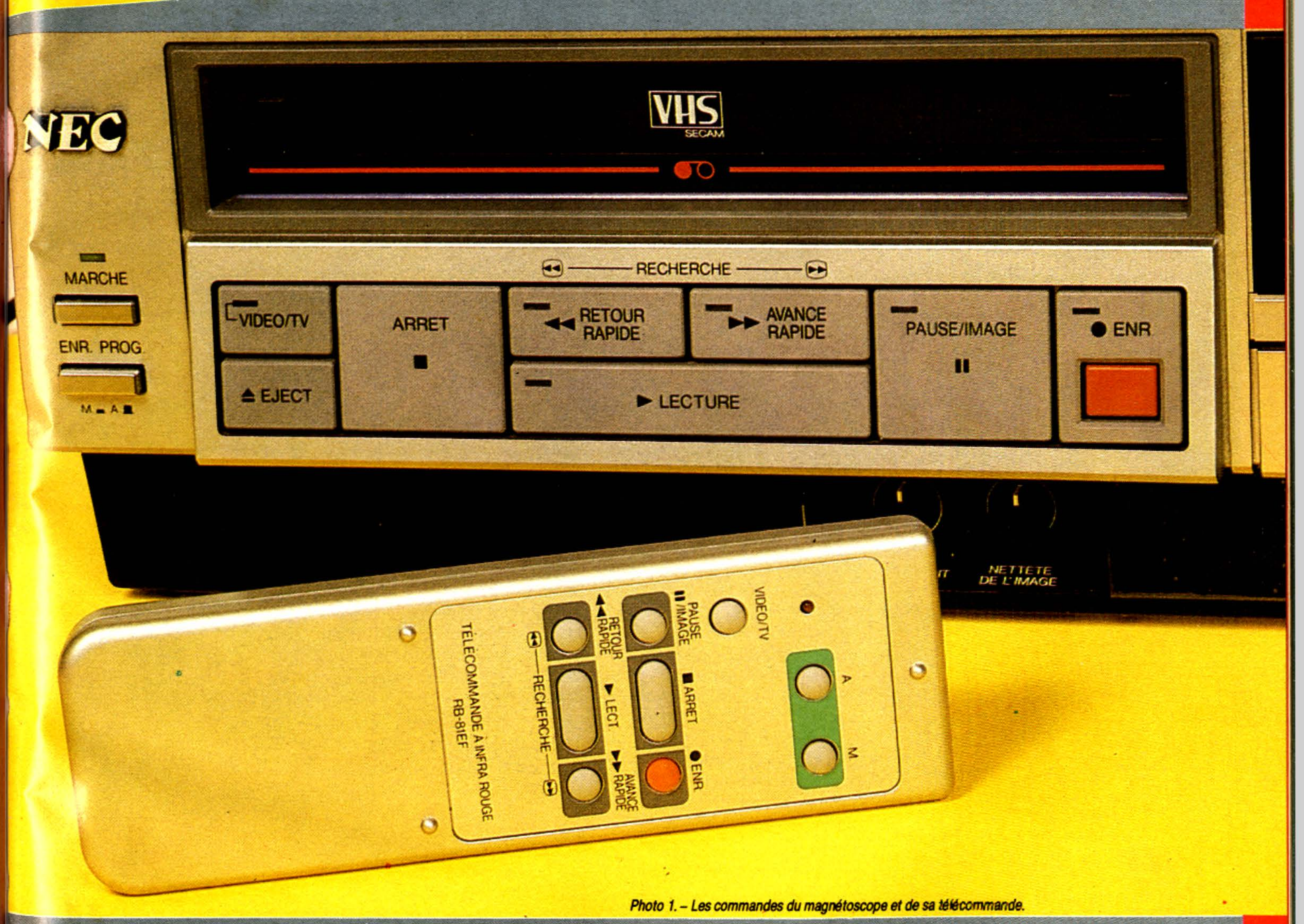


Photo 1. – Les commandes du magnétoscope et de sa télécommande.

Le premier magnétoscope NEC que nous avons testé s'appelait « BETA 5 ». Une page est maintenant tournée et, avec son N 831 ES, NEC entre dans le camp VHS. Cet appareil n'a pas été construit par cette marque et fait partie d'une grande famille de magnétoscopes dont l'électronique est, à quelques ajouts près, semblable, mais qui se différencient par leur esthétique. Le N 831 ES est une version de base, simple et sans gadgets.

L'inventeur du standard VHS, la société JVC, par une conception modulaire de l'électronique de ses magnétoscopes, peut proposer aux diverses marques qui ont opté pour ce système, des magnétoscopes « sur mesures » tout en conservant les circuits de base pour l'enregistrement et la lecture de signaux vidéo.

Partant de là, on installera un tuner avec recherche automatique des stations ou, comme dans notre version, avec accord par potentiomètres et sélection mécanique des stations. On peut également prévoir une sélection électronique, d'où une possibilité de programmation multiple que nous n'aurons pas ici.

Le magnétoscope NEC possède une commande à distance par infra-rouge qui existe aussi sur des versions de plus haut de gamme, bien entendu, la sélection mécani-

ABC de la micro-informatique

Après avoir vu, dans notre précédent numéro, les caractéristiques principales des grandes familles logiques que sont la TTL, la C/MOS et la petite dernière : la HC/MOS, nous allons étudier aujourd'hui comment les associer au sein d'un même montage car c'est un problème qui se pose très fréquemment à tout concepteur de circuits logiques. Nous parlerons ensuite d'opto-électronique avec les LED et les afficheurs 7 segments, qui sont très largement utilisés comme dispositifs de visualisation en micro-informatique amateur ou professionnelle.

Interfaçage TTL-C-MOS et C-MOS-TTL

Il est très fréquent que coexistent dans un même appareil des sections réalisées à base de circuits TTL et d'autres réalisées à partir de circuits C-MOS ; où la situation se complique un peu, c'est lorsqu'il faut faire dialoguer entre elles ces deux familles. Deux cas sont à considérer selon que les C-MOS sont alimentés sous la même tension que les TTL (ce qui simplifie les choses) ou non ; nous allons commencer par le premier qui est aussi le plus simple.

Soit à relier une sortie TTL à une entrée C-MOS d'un circuit alimenté sous 5 V ; bien souvent, la liaison est réalisée directement ; malheureusement, si l'on regarde les niveaux d'entrée et de sortie respectifs des deux familles, on constate que le niveau minimal d'un 1 logique en C/MOS est de 3,5 V, alors que le niveau minimum de sortie d'un 1 logique TTL est de 2,4 V ; il y a donc des cas où cette liaison directe ne marchera pas. Deux solutions s'offrent à nous, comme indiqué figure 1 ; soit faire appel à une porte TTL à collecteur ouvert qui remplira pleinement le contrat, soit réaliser un étage à transistor monté en commutation. Dans les deux cas, le principe est simple : lorsque le transistor est saturé, sa tension collecteur est de l'ordre de 0,2 V, ce qui est inférieur au 1,5 V requis par l'entrée C/MOS pour voir un 0 logique ; lorsque le transistor est bloqué et comme l'entrée C-MOS ne consomme quasiment aucun courant, il n'y a pas de chute de tension dans la résistance de collecteur et la tension sur cette dernière est très voisine de 5 V.

L'interfaçage dans l'autre sens est très facile à réaliser lorsque la TTL considérée est en technologie LS ; en effet, le courant d'entrée absorbé par une porte TTL LS est identique à celui que peut débiter une porte C-MOS (sortance C-MOS = 0,25 ; entrance TTL LS = 0,25). Le schéma prend donc l'allure indiquée figure 2. Si la porte TTL n'est pas en LS, deux solutions sont possibles : l'emploi d'un transistor comme ci-avant, mais avec des valeurs de résistances différentes (voir figure 2), ou, possibilité intéressante de la C-MOS, la mise en parallèle d'autant de portes qu'il sera nécessaire (4 pour attaquer de la TTL normale, puisque la sortance d'un C-MOS est de 0,25 et l'entrance d'une porte TTL normale de 1).

Lorsque les circuits ne sont pas alimentés sous la même tension, le problème est un peu plus délicat. Dans le sens TTL vers C/MOS, l'emploi du collecteur ouvert ou du transistor est encore recommandé, le schéma de la figure 1 devenant celui de la figure 3 (les transistors de sortie des portes TTL à collecteur ouvert supportent 15 ou 30 V suivant les types de portes).

L'interfaçage dans l'autre sens fait, par contre, impérativement appel à un transistor, comme indiqué figure 4. Le diviseur à résistance ou diode Zener est à proscrire compte tenu de la faiblesse du courant de sortie des portes C/MOS.

Ce tour d'horizon des

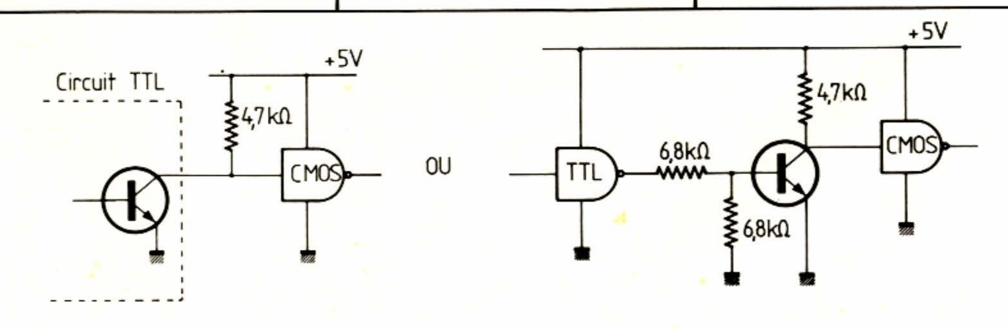


Fig. 1. – Interface TTL - C-MOS à alimentation commune.

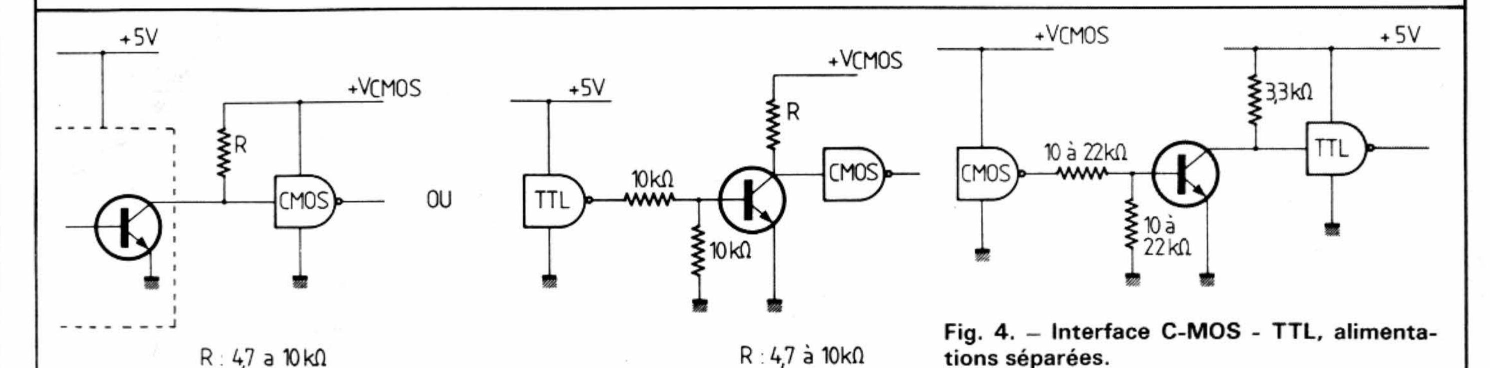


Fig. 4. – Interface C-MOS - TTL, alimentations séparées.

Fig. 3. – Interface TTL - C-MOS, alimentations séparées.

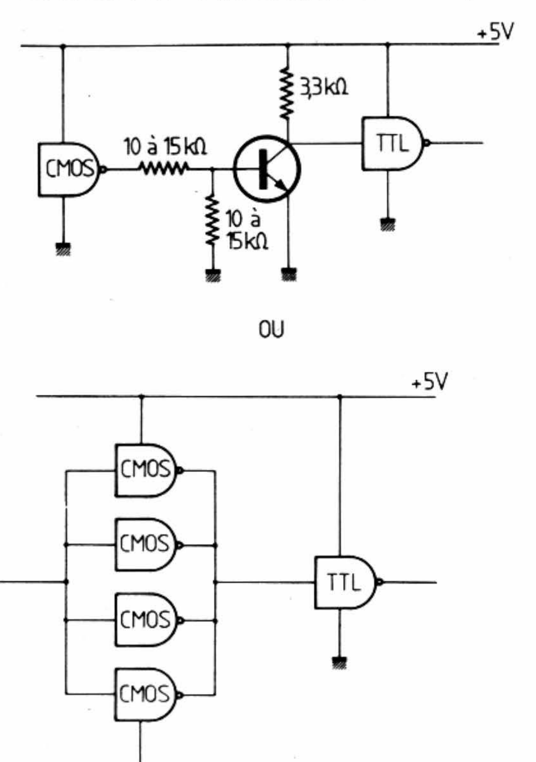


Fig. 2. – Interface C-MOS - TTL à alimentation commune.

procédés d'interfaçage des deux familles logiques étant fait, nous pouvons aborder en toute connaissance de cause les schémas que l'on rencontre en micro-informatique, d'autant plus que les circuits LSI (Large Scale Integration ou intégration à grande échelle), très répandus dans ce domaine, sont quasiment tous en technologie MOS, dont les caractéristiques sont très proches de la C/MOS, particulièrement au niveau des courants de sortie.

Avant d'abandonner pour un moment les circuits logiques, nous vous proposons, à titre d'information, un mini catalogue des fonctions disponibles en TTL. Cette liste n'est pas limitative, mais doit déjà vous permettre de vous faire une idée sur ce qui existe, et même si elle date déjà un peu, elle ne s'est étoffée qu'au niveau de nouvelles fonctions, la liste des portes et bascules de base qu'elle comporte restant, quant à elle, stationnaire.

PORTES CLASSIQUES	
7400	4 NAND à deux entrées
7402	4 NOR à deux entrées
7404	6 inverseurs
7406	6 inverseurs à collecteur ouvert
7407	6 buffers à collecteur ouvert
7408	4 AND à deux entrées
7410	3 NAND à trois entrées
7420	2 NAND à quatre entrées
7430	1 NAND à huit entrées
7432	4 OR à deux entrées
7486	4 OR exclusif à deux entrées
74136	4 OR exclusif à deux entrées collecteur ouvert

BASCULES CLASSIQUES	
7473	2 J-K avec RAZ et RA1
7474	2 D avec RAZ et RA1
74174	6 D
74374	8 D sorties trois états

COMPTEURS CLASSIQUES	
7490	compteur par 10
7492	compteur par 12
7493	compteur par 16
74390	2 compteurs par 10
74393	2 compteurs par 16

CIRCUITS TROIS ETATS	
74244	8 amplis 3 états unidirectionnels
74367	6 amplis 3 états unidirectionnels
74368	6 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74540	8 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74541	8 amplis 3 états unidirectionnels inverseurs
74640	8 amplis 3 états bidirectionnels inverseurs
74645	8 amplis 3 états bidirectionnels inverseurs

Fig. 6. – Les TTL les plus fréquemment utilisés.

Circuits intégrés TTL
série 54 et 74

Nº d'ordre	Fonction
00	quadruple porte ET-NON à 2 entrées
01	quadruple porte ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
02	quadruple porte OU-NON à 2 entrées
03	quadruple ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
04	sextuple inverseur
05	sextuple inverseur, collecteur ouvert
06	sextuple inverseur de puissance, collecteur ouvert
07	sextuple porte de puissance, collecteur ouvert
08	quadruple porte ET à 2 entrées
10	quadruple porte ET-NON à 3 entrées
11	triple porte ET à 3 entrées
13	double trigger à 4 entrées
14	sextuple trigger
16	sextuple inverseur de puissance, collecteur ouvert
17	sextuple porte de puissance, collecteur ouvert
20	double porte ET-NON à 4 entrées
21	double porte ET à 4 entrées
25	double porte OU-NON à 4 entrées
26	quadruple porte ET-NON à 2 entrées, collecteur ouvert
27	triple porte OU-NON à 3 entrées
28	quadruple porte OU-NON de puissance à 2 entrées
30	porte ET-NON à 8 entrées
32	quadruple porte OU à 2 entrées
33	quadruple porte de puissance OU-NON à 2 entrées
37	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées
38	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées, collecteur ouvert
39	quadruple porte ET-NON de puissance à 2 entrées, collecteur ouvert
40	double porte ET-NON de puissance à 4 entrées
42	décodeur BCD/décimal
45	décodeur BCD/décimal sortie collecteur ouvert, haute tension
50	double porte ET-OU-NON à 2 fois 2 entrées + expans.
51	double porte ET-OU-NON à 2 fois 2 entrées
54	porte ET-OU-NON à 4 fois 2 entrées
64	porte ET-OU-NON à 4.2.3.2. entrées
73	double bascule JK-ET maître esclave
74	double bascule D
74A	double bascule D
75	quadruple bascule D
76	double bascule JK maître esclave avec RAZ
83	additionneur 4 bits avec retenue anticipée
83A	additionneur 4 bits avec retenue anticipée
85	comparateur 4 bits
86	quadruple OU exclusif à 2 entrées
90	décade asynchrone
91	registre à décalage 8 bits
92	diviseur par 12
93	compteur 4 bits asynchrone
94	registre à décalage 4 bits (entrée parallèle, sortie série)
95	registre à décalage 4 bits droite/gauche
95A	registre à décalage 4 bits droite/gauche
96	registre à décalage 5 bits
107	double bascule JK maître esclave
109	double bascule JK à déclenchement sur front montant
112	double bascule JK à déclenchement sur front descend.

Nº d'ordre	Fonction
113	double bascule JK à déclenchement sur front montant
116	double mémoire 4 bits avec RAZ
121	monostable
122	monostable redéclenchable avec RAZ
123	double monostable redéclenchable avec RAZ
125	quadruple porte de puissance avec sortie 3 états
126	quadruple porte de puissance avec sortie 3 états
128	quadruple porte OU-NON de puissance à 2 entrées
132	quadruple trigger de Schmitt
133	porte ET-NON à 13 entrées
134	porte ET-NON à 12 entrées et sortie 3 états
135	quadruple porte OU exclusif/OU-NON
136	quadruple OU exclusif, collecteur ouvert
138	décodeur-démultiplexeur
139	décodeur-démultiplexeur
140	double émetteur de lignes ET-NON à 4 entrées
145	décodeur BCD, décimal, avec sortie collecteur ouvert, haute tension
148	codeur de priorité à 8 entrées
150	multiplexeur 16 → 1
151	multiplexeur 8 → 1
153	double multiplexeur 4 → 1
154	décodeur/démultiplexeur 4 → 16
155	double décodeur/démultiplexeur 2 → 4
156	décodeur/démultiplexeur 2 → 4
157	quadruple démultiplexeur 2 → 1
158	quadruple démultiplexeur
160	décade synchrone 4 bits
160A	décade synchrone 4 bits
161	compteur binaire synchrone 4 bits
161A	compteur binaire synchrone 4 bits
162A	décade synchrone 4 bits
163	compteur binaire synchrone 4 bits
163A	compteur binaire synchrone 4 bits
164	registre à décalage 8 bits, sorties parallèles
165	registre à décalage 8 bits, entrées parallèles
166	registre à décalage 8 bits
168	compteur décimal, déclenchement front montant et descendant
169	compteur binaire, déclenchement front montant et descendant
170	mémoire 4 mots de 4 bits
172	double mémoire 8 bits
173	quadruple bascule D avec sortie 3 états
174	sextuple bascule D avec RAZ
175	quadruple bascule D à déclenchement sur front montant
180	générateur contrôleur de partie 8 bits
181	unité arithmétique et logique 4 bits
182	générateur de retenue anticipée
191	compteur-décompteur 4 bits synchrone
192	compteur-décompteur BCD synchrone avec entrées de prépositionnement
193	compteur-décompteur 4 bits synchrone
194	registre à décalage universel bidirect. 4 bits
194A	registre à décalage universel bidirect. 4 bits
195	registre à décalage 4 bits, entrées parallèles

Nº d'ordre	Fonction
195A	registre à décalage 4 bits, entrées parallèles
197	compteur binaire 4 bits à entrées de prépositionnement
199	registre à décalage 8 bits
221	double monostable avec trigger de Schmitt en entrée
240	inverseur de puissance à 3 états 8 bits
241	porte de puissance à 3 états 8 bits
242	inverseur de puissance à 3 états 8 bits
243	porte de puissance à 3 états 8 bits
244	octuple porte à 3 états 8 bits
245	octuple porte
245	octuple porte
251	multiplexeur 8 → 1 avec sorties 3 états
253	double multiplexeur 4 → 1 avec sorties 3 états
256	
257	quadruple multiplexeur 2 → 1 avec sorties 3 états
257A	
258	quadruple multiplexeur 2 → 1 avec sorties 3 états
258A	
260	double porte OU-NON à 5 entrées
266	quadruple porte OU-NON exclusif à 2 entrées
273*	octuple latch, 3 états
279	quadruple bascule RS
280	générateur contrôleur de parité 9 bits
283	additionneur 4 bits
290	décade asynchrone
293	compteur binaire 4 bits
295A	registre à décalage droite
295B	registre à décalage droite
298	quadruple multiplexeur à 2 entrées et mém.
350	registre à décalage 4 bits
363	registre 8 bits à verrouillage
364*	octuple bascule D à sortie 3 états
365	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
365A	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
366	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
366A	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
367	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
367A	sextuple porte de puissance à sortie 3 états
368	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
368A	sextuple inverseur de puissance à sortie 3 états
373*	octuple latch sortie 3 états 8 bits
374*	octuple bascule D sortie 3 états 8 bits
375	quadruple latch
377	registre à verrouillage 8 bits, sortie 3 états
378	sextuple bascule D avec validation
386	quadruple porte exclusive à 4 entrées
390	double décade
393	double compteur binaire
395	registre à décalage 4 bits, sortie 3 états
445	décodeur driver BCD décimal, collect. ouvert
490	double décade à sortie 3 états
670	mémoire 4 mots de 4 bits avec sorties 3 états

Fig. 5. – Catalogue condensé des circuits logiques TTL.

Les circuits TTL « classiques »

Quasiment toutes les fonctions logiques existent en TTL, comme le montre le mini catalogue de ces circuits présenté figure 5. Cependant, toutes les références ne sont pas utilisées, loin de là, et avec une vingtaine de « classiques », il est tout à fait possible de travailler.

Ces « classiques » sont résumés figure 6 et nous verrons dans la suite de cette étude qu'il est assez peu fréquent de faire appel à des circuits qui ne sont pas dans ce tableau. Cette façon de faire peut sembler étrange, elle est cependant explicable, au niveau industriel, par la simplification des stocks qu'elle permet de réaliser. D'autre part, il faut bien être conscient que, lorsque l'on réalise une carte utilisant des circuits logiques, l'on cherche à exploiter au mieux les boîtiers. Cela signifie qu'il est très rare que l'on rajoute, par exemple, un boîtier pour une fonction spécifique si on peut réaliser celle-ci avec des portes laissées libres dans d'autres boîtiers de la même carte, d'où l'intérêt des notions exposées dans nos premiers articles pour vous montrer comment réaliser des portes d'un type avec des portes d'un autre type.

De plus, cette restriction de l'étendue des TTL utilisés de façon intensive simplifie le travail du concepteur de circuits, qui, à la longue, finit par connaître « par cœur » les fonctions qu'il est amené à utiliser souvent. L'inconvénient que l'on peut reprocher à cet état de fait est qu'il tend à introduire une certaine routine dans la conception des circuits, routine qui fait passer certaines personnes à côté de nouveaux boîtiers qui pourraient introduire parfois des simplifications des schémas ; mais cela n'est pas notre propos.

Cette présentation étant faite, nous allons aborder l'étude des composants optoélectroniques utilisés en micro-informatique, puisque ceux-ci constituent très souvent les organes de sortie d'information, au moins dans les petits systèmes informatiques ou dans les automatismes à microprocesseurs.

Les composants optoélectroniques

Les composants optoélectroniques sont principalement de deux types : les composants semi-conducteurs et les « autres ». Les composants semi-conducteurs sont ceux réalisés avec une technologie du type de celle employée pour fabriquer les transistors et les circuits intégrés, et, de ce fait, ils présentent des caractéristiques et des conditions d'utilisation analogues à celles des composants électroniques classiques. Les « autres » sont les dispositifs d'affichage faisant appel à des technologies particulières telles que, par exemple, tubes à gaz, afficheurs à plasma, afficheurs à cristaux liquides, etc.

Nous allons nous attacher, aujourd'hui, à vous présenter les composants optoélectroniques semi-conducteurs, étant entendu que les notions que nous allons voir seront applicables aux « autres », moyennant quelques modifications ayant lieu principalement au niveau des tensions de commande à utiliser.

Nous ne parlerons pas, dans cet article, de la visualisation de texte ou de graphique sur écran TV, cette partie ne pouvant être traitée qu'en fin de cette série d'articles, car elle fait appel à des notions assez poussées en micro-informatique, et, d'autre part, un écran TV n'est pas un composant optoélectronique.

Les diodes électroluminescentes

Ces composants sont à la base de tous les dispositifs optoélectroniques à semi-conducteurs car, quel que soit le composant choisi, une ou plusieurs LED (Light Emitting Diode) entre dans sa conception. Point n'est besoin d'avoir fait de la micro-informatique pour connaître les LED, de très nombreux appareils tant professionnels que grand public y faisant appel comme voyants ou comme échelles lumineuses. Nous allons donc nous borner à rappeler ici les caractéristiques principales de ces diodes, puisqu'elles conditionnent celles des autres composants optoélectroniques.

Une LED n'est autre qu'une diode qui émet de la lumière lorsqu'elle est traversée par un courant. Cette diode s'utilise polarisée en direct, c'est-à-dire dans le sens passant, elle est donc assimilable à une diode normale. Par contre, la tension à ses bornes lorsqu'elle conduit, ce que l'on appelle la tension de seuil, n'est pas de 0,6 V comme dans une diode au silicium classique, mais varie entre 1,5 V et 3 V selon la couleur de la diode. Par ailleurs, et c'est là un paramètre très important qui conduit souvent à des destructions « inexplicables » de LED, la tension inverse que peut supporter une LED est généralement faible et se situe entre 3 V et 7 V.

Le courant qui doit traverser une LED pour obtenir une luminosité normale sans nuire à la vie de la diode dépend de la couleur de celle-ci. Les moins gourmandes (donc les plus lumineuses à courant égal) sont les rouges et les plus gourmandes sont les vertes et les jaunes, qui demandent généralement un courant double de celui des rouges pour atteindre la même luminosité. Généralement, et en utilisation continue, les LED rouges ont un courant de fonctionnement de 10 mA et les vertes et jaunes de l'ordre de 20 mA. Il faut faire très attention à ce que ce courant direct ne dépasse pas la valeur maximale indiquée par le fabricant, valeur qui n'est généralement pas très élevée puisqu'elle se situe aux environs de 50 mA (100 mA pour les dernières LED introduites sur le marché).

Il faut encore savoir que les LED existent en trois couleurs de base : rouge, jaune et vert. Leur durée de vie, dans les conditions normales d'utilisation, est quasiment infinie à l'échelle humaine.

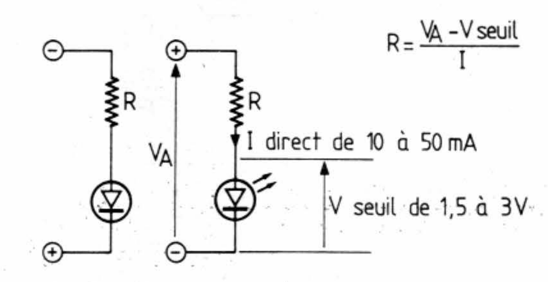


Fig. 7. – Ce qu'il faut savoir d'une LED.

Enfin, sachez que les LED ont un temps de réponse très court. C'est-à-dire que le temps d'allumage et le temps d'extinction est très faible (de l'ordre de 100 μs pour les LED ordinaires), ce qui va nous être très utile pour certains composants que nous allons étudier.

La figure 7 résume les paramètres principaux d'utilisation des LED, tandis que la figure 8 montre comment commander une LED à partir de circuits TTL à collecteur ouvert.

Remarquez les autres possibilités de connexion selon que le circuit est inverseur ou non et que l'on souhaite un allumage sur un 0 ou un 1. Le mode de calcul de la valeur et de la puissance de la résistance à mettre en série avec la LED est indiqué sur cette même figure.

Les afficheurs à LED

Après avoir vu les caractéristiques générales des LED, il devient possible d'aborder l'étude de tous les composants optoélectroniques très facilement.

Nous allons parler en premier lieu des afficheurs 7 segments que vous connaissez tous plus ou moins pour les avoir vus sur des « calculettes », sur des caisses enregistreuses de grands magasins ou encore sur les appareils de mesure à affichage digital.

Ces afficheurs ne sont, comme le montre la figure 9, qu'un assemblage de 7 LED en forme de bâtonnets, disposés de façon à pouvoir former des chiffres plus ou moins stylisés. En conséquence, les caractéristiques de ces afficheurs sont rigoureusement identiques à celles des LED qui les composent et les conditions d'utilisation sont aussi identiques.

Pour pouvoir se comprendre, les appellations des segments ont été normalisées et les lettres de a à f indiquées sur la figure 9 sont valables quel que soit le type et le fabricant de l'afficheur 7 segments que vous pourrez avoir en mains ; avouez que, pour une fois, les choses ont été bien faites.

De plus, pour ne pas avoir à sortir 14 fils de l'afficheur, les fabricants ont décidé de rendre certains de ceux-ci communs ; ainsi trouve-t-on des afficheurs dits « à cathodes communes » où toutes les cathodes des LED sortent sur un point commun et des afficheurs dits « à anodes communes » où toutes les anodes sortent sur un point commun ; la figure 10 montre l'allure du « brochage » de tels afficheurs.

Nous verrons ultérieurement le pourquoi de ces deux générations d'afficheurs, alors qu'a priori un seul type aurait pu suffire.

La commande de ces afficheurs peut, par contre, poser quelques problèmes ; en effet, nous avons vu que la logique nous permettait de compter et d'exprimer des nombres en binaire (voir nos précédents articles), par contre, comme le montre la figure 11, l'allumage des segments correspondant à un chiffre donné n'a rien à voir avec du binaire. De plus, nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que la commande de LED avec des circuits TTL nécessitait l'emploi de portes à collecteur ouvert. Toutes ces considérations ont amené les constructeurs de CI à mettre sur le marché des circuits spécialisés appelés décodeurs BCD – 7 segments ou décodeurs binaires – 7 segments. Le plus répandu est le 7447 en TTL dont nous donnons, figure 12, la table de vérité et le mode de connexion. Nous voyons que ce circuit est à même de réaliser seul le transcodage entre un code binaire et les segments à allumer pour représenter le chiffre ainsi exprimé, d'autre part, il dispose de sorties à collecteur ouvert autorisant une liaison directe avec des afficheurs à anodes com-

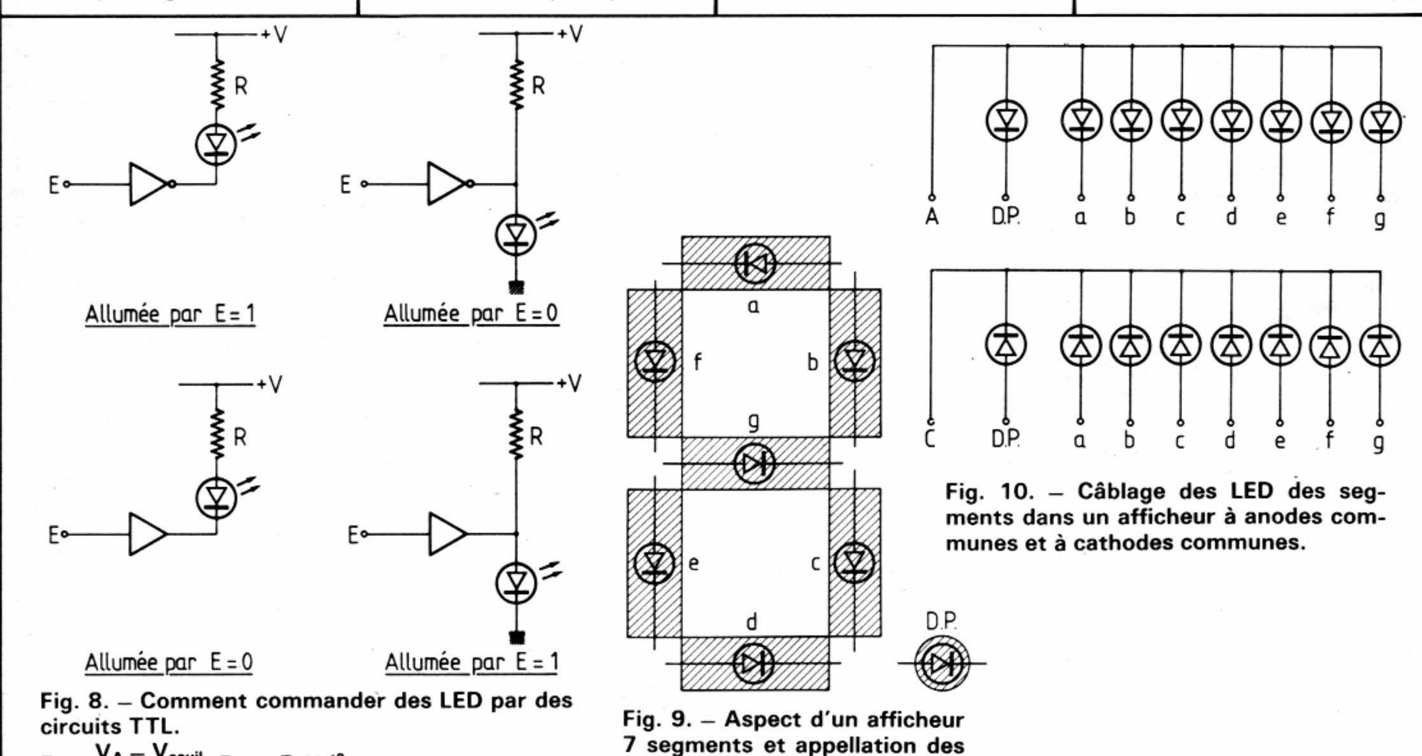


Fig. 8. – Comment commander des LED par des circuits TTL.
$R = \frac{V_A - V_{seuil}}{I_{LED}}$; $P_R = R \times I^2_{LED}$

Fig. 9. – Aspect d'un afficheur 7 segments et appellation des segments.

Fig. 10. – Câblage des LED des segments dans un afficheur à anodes communes et à cathodes communes.

SEGMENTS A ALLUMER							
Chiffre	a	b	c	d	e	f	g
0	×	×	×	×	×	×	–
1	–	×	×	–	–	–	–
2	×	×	–	×	×	–	×
3	×	×	×	×	–	–	×
4	–	×	×	–	–	×	×
5	×	–	×	×	–	×	×
6	–	–	×	×	×	×	×
7	×	×	×	–	–	–	–
8	×	×	×	×	×	×	×
9	×	×	×	×	–	×	×

× = segment allumé

Fig. 11. – Table de vérité des segments à allumer pour représenter un chiffre de 0 à 9.

munes. Des entrées autres sont aussi prévues :

– LT ou Lamp Test, qui permet de vérifier le fonctionnement de l'afficheur en allumant tous les segments.

– BI et RBI (Blanking Input et Ripple Blanking Input), qui permettent, dans un affichage à plusieurs chiffres, d'éliminer automatiquement les zéros non significatifs en début d'affichage.

Nous avons donné ce circuit en exemple car nous verrons que ses possibilités se retrouvent sur de nombreux circuits LSI, et même sur certains microprocesseurs spécialisés lorsqu'il y a une commande d'affichage à réaliser.

Les quelques lignes qui précèdent nous suffisent en matière de connaissances à avoir concernant les afficheurs 7 segments. En effet, les seules différences existant entre les modèles proposés sur le marché ne portent pas sur ces caractéristiques de base mais essentiellement sur la taille, le groupement par deux ou plusieurs chiffres, la couleur et le brochage.

Précisons, avant de poursuivre, qu'un afficheur 7 segments en comporte généralement... 8 car de très nombreux afficheurs disposent d'un point décimal. Ce segment supplémentaire est câblé comme les autres (anode ou cathode commune) et son autre électrode est accessible sur une patte généralement appelée DP (pour Decimal Point).

Conclusion

Nous nous en tiendrons là pour aujourd'hui et consacrerons notre prochain article à la présentation des afficheurs multiplexés et des afficheurs dits intelligents qui commencent à être largement répandus. Ensuite, ce sera le saut dans « l'inconnu » avec l'étude des premiers circuits vraiment micro-informatiques.

C. TAVERNIER

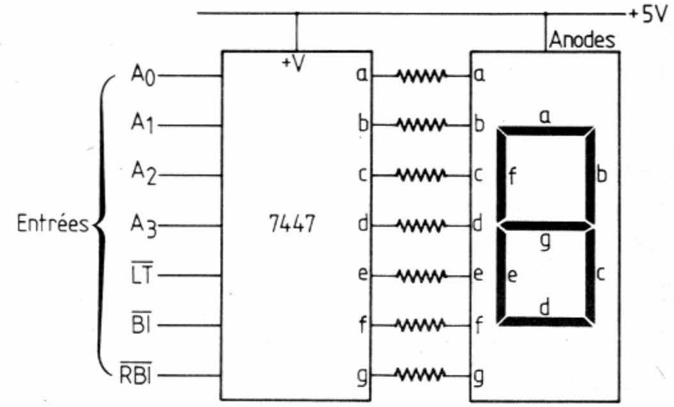


Fig. 12. – Table de vérité du 7447 et schéma d'utilisation.

ENTREES							SORTIES						
Décimal ou Fonction	$\overline{LT}$	$\overline{RBI}$	A_3	A_3	A_1	A_0	$\overline{BI/RBO}$	$\overline{a}$	$\overline{b}$	$\overline{c}$	$\overline{d}$	$\overline{e}$	$\overline{f}$	$\overline{g}$
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H
1	H	×	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H
2	H	×	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L
3	H	×	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L
4	H	×	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	×	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L
6	H	×	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L
7	H	×	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H
8	H	×	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
9	H	×	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L
19	H	×	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
11	H	×	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L
12	H	×	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L
13	H	×	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L
14	H	×	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L
15	H	×	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{B1}$	×	×	×	×	×	×	L	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{RBI}$	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
$\overline{LT}$	L	×	×	×	×	×	H	L	L	L	L	L	L	L

Fig. 12a

PROGRES DES BANDES MAGNETIQUES

La 75e Convention de l'Audio Engineering Society a été l'occasion pour Agfa-Gevaert de présenter un nouveau type de bande magnétique pour duplication ainsi qu'une nouvelle bande pour studios et usages professionnels. Placée sous la présidence de M. Werner Singhoff, responsable du marketing mondial des produits professionnels, du Dr Frank Staudacher, directeur du département bandes magnétiques, de Mme Maria Curry, directrice des produits magnétiques Agfa aux USA et de M. Salomon Dichy qui occupe la même fonction en France, cette présentation a permis à la presse spécialisée de découvrir la PE 612 et la PEM 469, derniers sortis des laboratoires de la firme ouest-allemande.

De quoi s'agit-il ?...

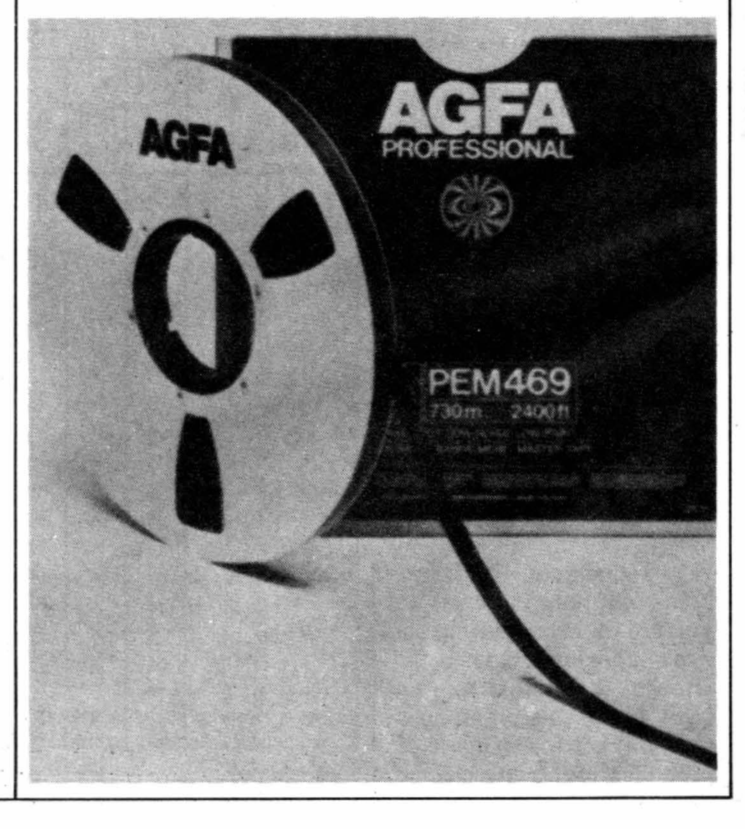
Un des problèmes majeurs de la duplication sur bande pour cassette est de pouvoir enregistrer les hautes fréquences sans être trop pénalisé par des phénomènes de saturation. Comme le montre la figure 1, la linéarité aux hautes fréquences lors du transfert enregistrement/lecture se dégrade plus rapidement et à des niveaux plus faibles que pour les basses fréquences à cause de la saturation de la bande. Cette saturation affecte les performances dans le haut du spectre et plus précisément à cause de la préaccentuation du courant d'enregistrement pour les fréquences concernées.

En plus, cette non-linéarité est à l'origine de distorsions, en se combinant avec d'autres fréquences du spectre enregistré, ces distorsions créeront de la distorsion d'intermodulation. En définitive, la reproduction de l'enregistrement ne sera ni claire ni nette.

Pour éviter ces effets, plusieurs procédés électroniques, tel par exemple le Dolby HX, ont été proposés afin d'augmenter la portion linéaire de la caractéristique de transfert entrée (signal à enregistrer) - sortie (signal enregistré lu).

Prenant en considération ce problème, Agfa-Gevaert a apporté sa contribution à sa résolution en développant une nouvelle bande pour duplication, la PE 612 à base de « Magnétite 12 ». Il va sans dire que l'utilisation de bandes « Magnétite 12 » en conjonction avec les procédés électroniques dont il est question plus haut donnera lieu à des performances encore meilleures.

En comparant la limite de saturation, en sortie et pour une fréquence de 10 kHz, pour la bande PE 619 et la nouvelle bande PE 612 et ce, dans le cadre d'une polarisation normale, on peut constater (fig. 2) que le gain pour la PE 612 est d'au moins 4 dB alors que la figure 3 montre l'amélioration du niveau de saturation à 10 kHz de la « Magnétite 12 » (PE 612) par rapport à la PE 619. Par ailleurs, en prenant comme base de comparaison la réponse de la PE 619 avec 1 dB d'atténuation à 10 kHz, on remarquera, pour la PE 612, une extension vers l'extrême aigu de la réponse en fréquence (fig. 4).



Si maintenant nous comparons le rapport signal/bruit des bandes Agfa-Gevaert de type 12, 27 et 19, on voit que la « Magnétite 12 » est une bande bien plus performante de ce point de vue, et comparable aux diverses bandes à base de dioxyde de chrome : avec la « Magnétite 12 », un grand pas est franchi s'agissant des applications des oxydes de fer en tant que matériaux pour bandes de duplication.

En résumé, la « Magnétite 12 », de formule Fe_3O_4, au lieu de Fe_2O_3 pour les bandes aux oxydes de fer conventionnelles, peut être utilisée à l'enregistrement comme une bande avec polarisation pour cassette IEC, type 1 (égalisation 120 μs) avec un niveau de bruit plus faible et un meilleur niveau de sortie dans le haut du spectre ou encore, sans changer l'égalisation à l'enregistrement, être lue sur des magnétocassettes en position IEC, type 2 (égalisation 70 μs), comme pour des bandes au dioxyde de chrome tout en conservant les fréquences les plus aiguës (fig. 5).

Quant à la PEM 469, il s'agit d'une bande « master » disponible en 1/4, 1/2, 1 et 2 pouces et dont la polarisation est compatible avec la plupart des bandes du marché US utilisées en studio et en « broadcast ». C'est d'ailleurs sur ce marché qu'elle a été lancée en priorité avant de se faire connaître en Europe.

Ch. P

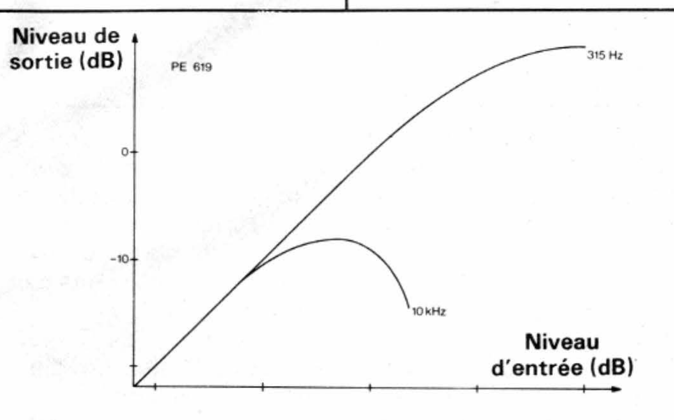


Fig. 1. – MOL d'une bande PE 619 à 4,76 cm/s ; égalisation 120 μs, polarisation IEC, type I.

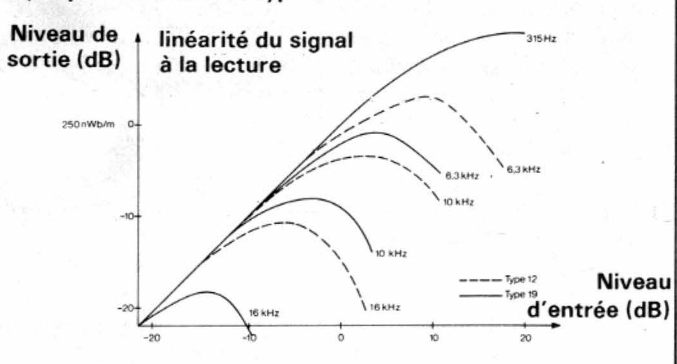


Fig. 2. – MOL (maximum output Level) comparé des bandes PE 612 et PE 619.

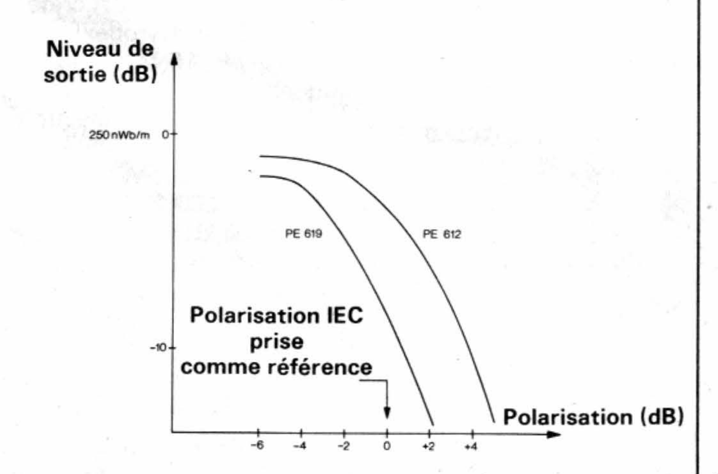


Fig. 3. – Niveau de sortie à la limite de la saturation à 10 kHz.

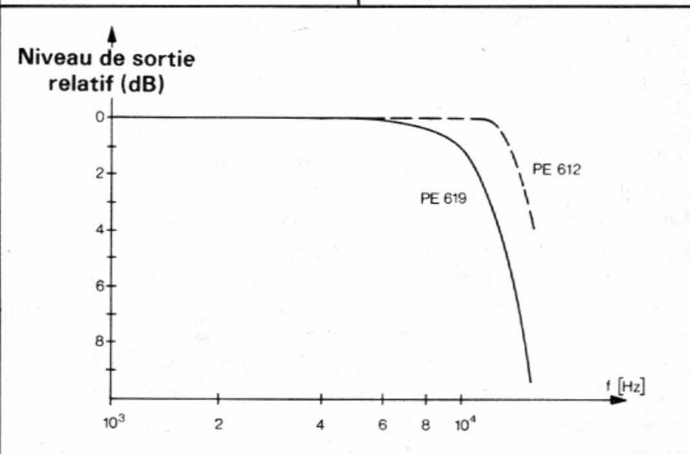


Fig. 4. – Comparaison de la réponse en fréquence dans le haut du spectre entre la PE 619 et la PE 612 (niveau ajusté pour – 1 dB à 10 kHz pour la PE 619).

Dynamique des différents types de bande

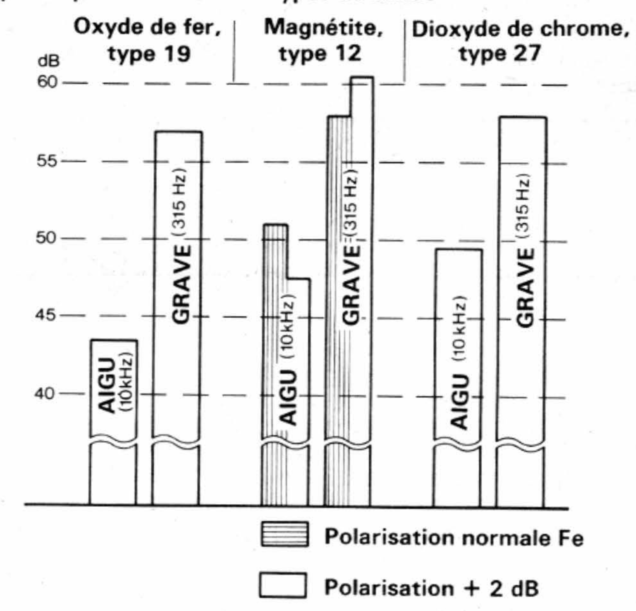


Fig. 5. – Rapport signal/bruit pondéré de différents types de bandes pour duplication.

COMMUTATION 220 V
PAR TRANSISTOR MOS

ET NOUVEAU DETECTEUR DE PROXIMITE

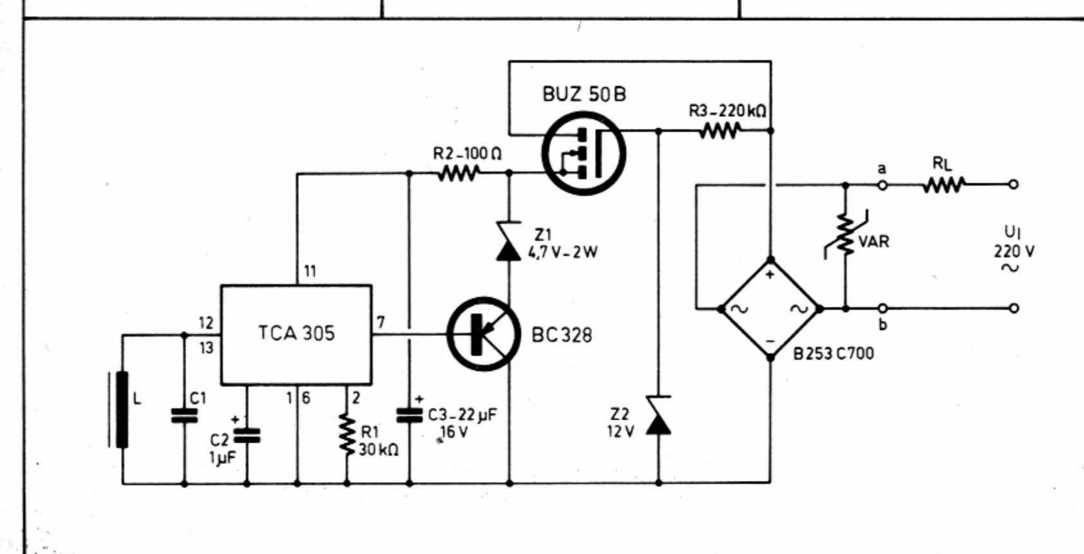
Des transistors MOS de puissance supportant 800 ou 1 000 V, cela se fabrique, chez Siemens et chez quelques rares autres firmes, mais ces transistors n'existent qu'en version « canal N ». Pour commander une tension alternative de 220 V, il faut donc, comme on le fait aussi avec des thyristors, procéder au court-circuit de la sortie d'un pont de redressement, lequel se trouve connecté en série avec la charge, désignée par R_L dans notre schéma d'application.

Cette application fait appel, à titre d'exemple, à une commande du transistor MOS de puissance par un nouveau détecteur de proximité, TCA 305. Le principe de fonctionnement de ce circuit est basé sur un oscillateur LC dont le bobinage se trouve logé dans une coupelle (demi-pot) de ferrite. Le facteur de surtension de ce bobinage diminue quand on approche une pièce métallique à une distance légèrement inférieure au diamètre de la coupelle. Il s'en suit une diminution de la tension d'oscillation, laquelle est détectée dans le circuit, pour commander l'inversion de son état de sortie. Cela se passe avec une hystérésis suffisante pour éviter tout état « indécis ».

La fréquence de l'oscillateur de détecteur peut être choisie entre 15 kHz et 1,5 MHz. Avec une coupelle de 25 × 8,9 mm en matériau N22 (cela correspond de très près à la ferrite 3 H 1 de RTC) et un enroulement de 100 spires en fil divisé de 10 brins de 0,1 mm, accordé par un condensateur au styroflex de 2,7 nF, on obtient, par exemple, une fréquence d'oscillation de 127 kHz.

Le circuit possède deux sorties complémentaires : broche 5 = Q, broche 7 = $\overline{Q}$ barre, capables de véhiculer 25 mA sous une tension de saturation de 0,4 V. La sensibilité peut être ajustée par une résistance placée entre les broches 2 et 14, l'hystérésis par une résistance qu'on connecte entre la broche 2 et la masse. Lors d'une mesure de vitesse de rotation à l'aide d'une roue dentée, la vitesse maximale de passage est de 5 kHz.

Le schéma donné en exemple est capable d'une intensité de coupure de 300 mA, soit une puissance de commande de 66 W. En régime de conduction, la chute de tension entre les points a et b est de 10,5 V, et la puissance dissipée de 2,4 W, alors que l'intensité d'alimentation de repos est de 0,7 mA. La protection contre les surtensions est effectuée par un varistor (SIOV, S 05 K 250) dont le seuil absolu de limitation est de 700 V. Or le BUZ 80 A supporte 800 V, le BUZ 50 B même 1 000 V. Ces transistors sont également vendus par RTC.



Liste des composants

Circuit intégré TCA 305
Transistor BUZ 50 A ou BUZ 50 B
Pont de redressement 220 V, ⩾ 300 mA
Varistor 220 V, 1 A crête
C_1 : 2,7 nF (styroflex)
C_2 : 1 µF, 16 V (électrolytique)
C_3 : 22 µF, 16 V (électrolytique)
R_1 : 30 kΩ 0,2 W
R_2 : 100 Ω 0,2 W
R_3 : 220 kΩ 0,5 W
Z_1 : diode Zener 4,7 V, 2 W
Z_2 : diode Zener 12 V, 400 mW
1 transistor BC 328 (ou 2N2906)

Siemens Composants Actualités décembre 1983

LE MICRO ORDINATEUR ORIC ATMOS



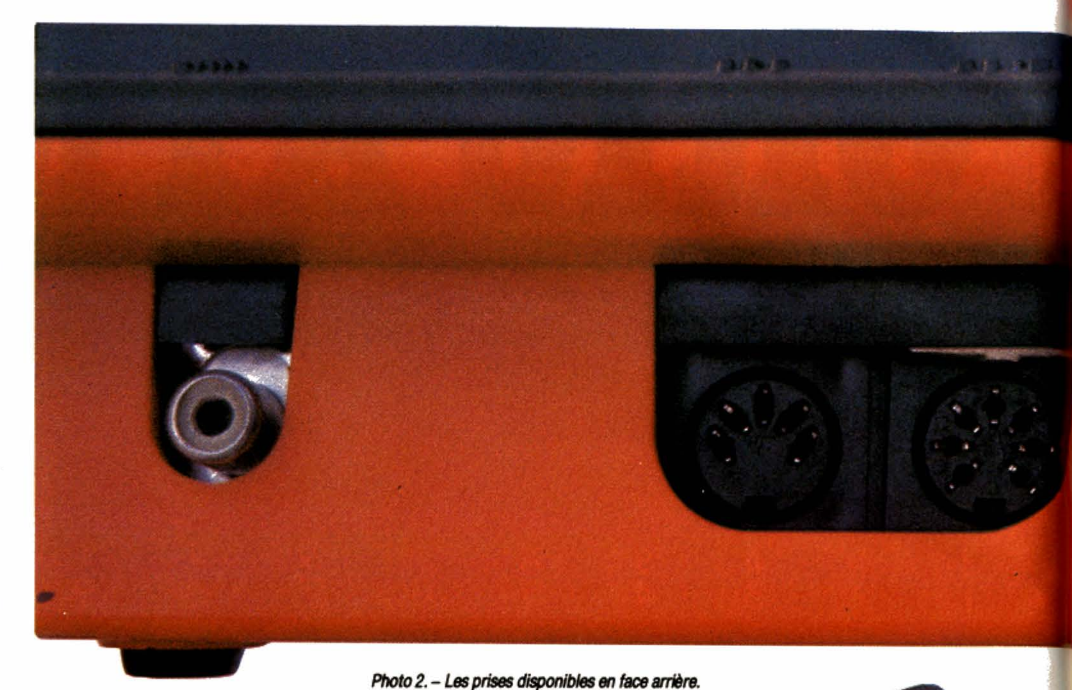
Photo 1. – L'Atmos est équipé d'un vrai clavier.

Si la société Oric International était encore inconnue lors des premiers bancs d'essais de l'Oric 1, ce n'est plus le cas aujourd'hui et, sans être devenu un standard de la micro-informatique domestique, l'Oric 1 s'est taillé une belle part du marché de cette famille de produits.
Pour intéressant qu'il soit, l'Oric 1 présente tout de même trois défauts : les touches de son clavier, malgré une disposition normale, ne sont pas des vraies, la ROM Basic comporte quelques « bugs » et la notice fournie avec le matériel est assez incomplète et n'est pas toujours très agréable pour le débutant.
L'Oric Atmos, introduit récemment sur le marché, prétend corriger ces défauts, et nous allons voir, ci-après, s'il y parvient.

PRESENTATION

Initialement, nous avions pensé présenter ce banc d'essai en faisant référence à celui de l'Oric 1 qui vous avait été proposé dans le numéro 1698 de novembre 1983 du « Haut-Parleur » ; après réflexion, nous avons trouvé cela peu pratique et avons donc décidé de vous présenter l'Oric Atmos en partant de zéro. Si vous connaissez l'Oric 1, vous pourrez ainsi apprécier les différences ou, plutôt, les nombreuses similitudes.
L'Oric Atmos se présente dans le même boîtier que l'Oric 1, mais avec des couleurs plus gaies puisque le socle est d'un beau rouge lumineux alors que la face supérieure est noire. Un véritable clavier Qwerty dépasse faiblement de la face supérieure de l'appareil ; les touches ont une disposition normale pour qui a déjà pratiqué un peu l'informatique et sont au nombre de 58. Les touches alphanumériques classiques sont noires et les touches de fonctions, de déplacement de curseur, Shift et Control, sont rouges.
Comme la majorité des appareils actuels, l'Oric Atmos est un micro-ordinateur parlant Basic, disposant

de possibilités graphiques, couleurs et sonores et disposant de 64 K de RAM dont 48 K sont réellement accessibles à l'utilisateur.
Comme la majorité des appareils de ce type, l'alimentation de l'Atmos est déportée hors du boîtier et se trouve dans un gros bloc enfichable directement dans une prise de courant. L'Atmos ne dispose pas d'interrupteur marche/arrêt ni de témoin de mise sous tension (économie oblige), et si vous éteignez le récepteur TV avant lui, il pourra rester en marche toute une nuit...
L'absence d'interrupteur marche/arrêt est moins gênante que sur certains appareils ; en effet, le recours à la coupure d'alimentation pour faire un Reset est rendu très rare par la présence d'un poussoir de Reset, situé au fond d'un trou sous le boîtier. Le moins que l'on puisse dire est qu'il ne risque pas d'être actionné par inadvertance !
La face arrière dispose de six connecteurs : un jack pour l'alimentation, bien sûr, mais aussi une prise DIN pour un magnétophone à cassettes, une prise DIN pour le câble péritélévision, une prise à 20 contacts pour câble plat qui permet de connecter toute imprimante aux normes Centronics, une prise pour câble plat à 40 points pour les extensions et une prise Cinch, inutile en France, qui est la sortie du modulateur UHF.
Un cordon péritélévision accompagne l'Oric Atmos ainsi qu'un cordon DIN-DIN pour magnétophone. Il aurait été préférable de fournir un cordon DIN-jacks, la majorité des appareils de provenance asiatique étant équipée de jacks et non de prises DIN.
Si vous n'êtes pas très au fait de l'actualité technique vidéo, vous aurez la surprise de découvrir dans la boîte de l'Atmos un deuxième bloc secteur, plus petit que l'alimentation de l'Oric et destiné à alimenter la prise péritélévision ; cette dernière dispose, d'ailleurs, d'un jack sur un de ses flancs, à cet effet.
L'explication est simple : pour commuter un récepteur TV de la position normale à la position péritélévision, il faut appliquer 12 volts sur la patte 8 de cette prise ; la norme précisant cela n'étant pas très claire, certains récepteurs TV fournissent eux-mêmes cette tension lorsque vous les placez en position péritélévision (parfois appelée audiovisuel sur les notices) ; d'autres attendent que ce soit l'équipement connecté à cette prise qui fournisse le 12 volts.
Comme il n'existe dans l'Oric Atmos que du 5 volts et du 9 volts, il faut trouver le 12 volts ailleurs, d'où le bloc secteur externe connecté sur la prise péritélévision.

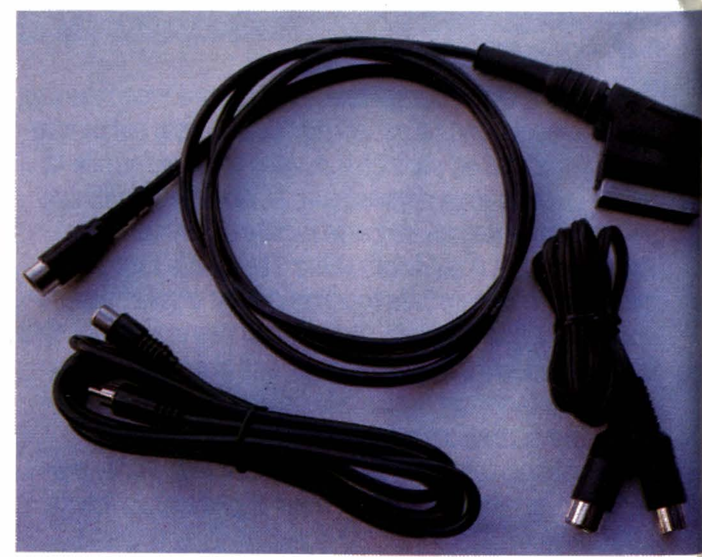

Photo 2. – Les prises disponibles en face arrière.

Un bon conseil que devrait donner la notice : essayez d'abord votre Oric sans ce bloc ; si ça marche, vous n'avez pas besoin de le connecter et pouvez l'utiliser pour autre chose (calculatrice, walkman, etc.).
Une cassette de démonstration accompagne l'Atmos et son utilisation est un plaisir pour les yeux et les oreilles. De plus, elle permet d'avoir un aperçu à peu près complet des possibilités graphiques et sonores de l'Oric.
Un exemple que bien des fabricants devraient méditer ; rien n'est plus désagréable que de déballer son micro-ordinateur tout neuf et de ne pouvoir lui faire afficher qu'un « READY » sans pouvoir essayer aucune de ses possibilités autrement qu'en se plongeant dans la notice pour écrire un premier programme.

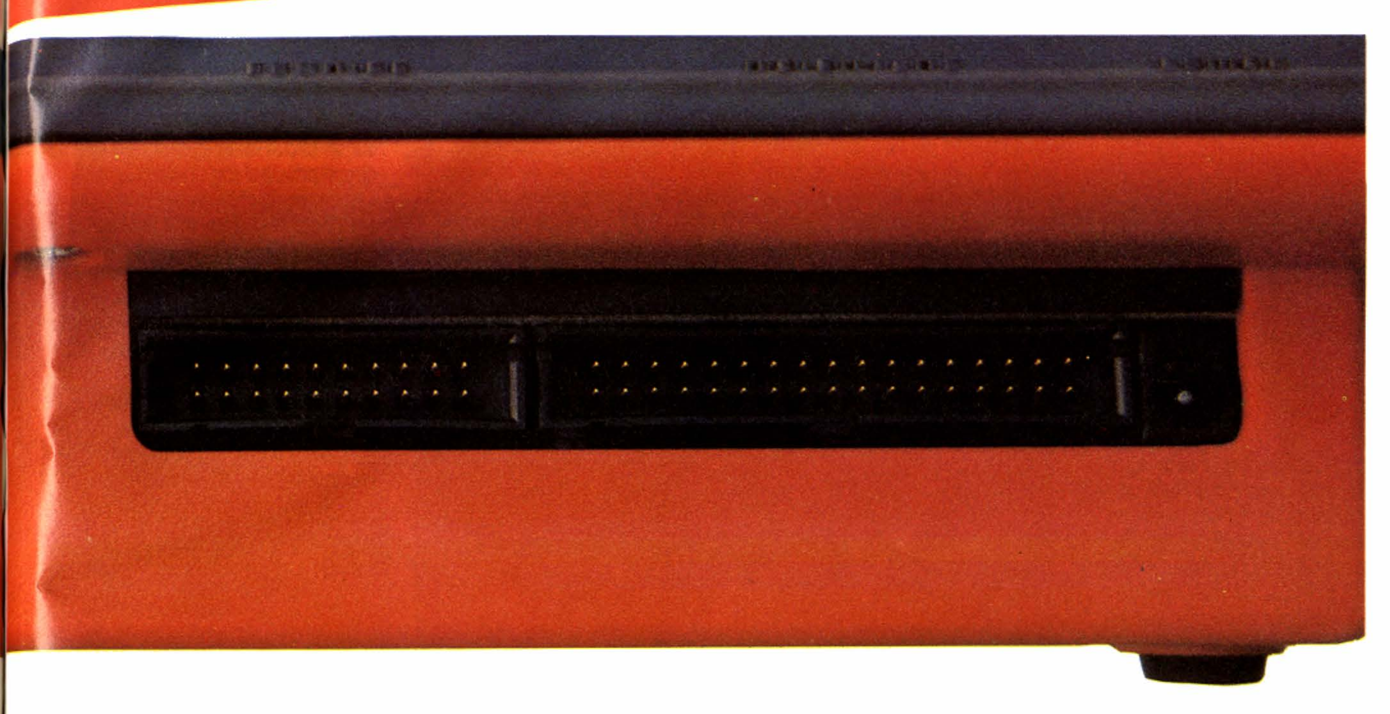
UTILISATION

Un des défauts majeurs de l'Oric 1 était sa notice qui, bien qu'en français, était très incomplète, comportait de nombreuses inexactitudes et ne permettait pas à un débutant d'utiliser de façon correcte son appareil.
La notice de l'Oric Atmos a fait de très gros progrès par rapport à celle de l'Oric 1 ; il faut dire qu'elle n'a pas eu de mal...
Cette notice est divisée en trois


Photo 3. – Le bloc secteur externe sans témoin ni interrupteur.


Photo 4. – Les câbles livrés avec l'Atmos : il est dommage que le cordon pour magnétophone soit équipé de prises DIN.

LE MICRO ORDINATEUR ORIC ATMOS



parties principales : une première consacrée à l'initiation, qui est accessible aux personnes ne connaissant pas ou peu le Basic ; une deuxième partie présentant les mots clés du Basic Atmos par ordre alphabétique avec, pour chacun, une description complète de la fonction réalisée avec un exemple lorsque c'est nécessaire, et une troisième partie constituée par les annexes « techniques », où l'on trouve un peu de tout : brochage des prises, jeu d'instructions du microprocesseur, schémas synoptiques, code ASCII, etc.
Les divers listings utilisés dans la partie initiation ou pour les exemples ont été imprimés avec une imprimante Oric MCP 40, ce qui leur confère une lisibilité parfaite et évite les erreurs typographiques propres à de nombreux manuels où les listings originaux ne sont pas utilisés directement mais sont recomposés pour les besoins de l'impression. Un très bon point donc pour la façon dont est réalisée cette notice.
Nous avons seulement regretté que la partie initiation soit un peu courte, ce qui obligera les débutants « complets » (ceux qui n'ont aucune expérience préalable du Basic) à acquérir un ouvrage complémentaire ou à lire des articles d'initiation à la programmation.
Les diverses connexions sont très faciles à établir, et si les prises fournies ne vous conviennent pas, leur brochage est indiqué en fin du manuel pour vous permettre de modifier celles-ci à votre guise.
Comme d'habitude, si votre récepteur n'a pas de prise péritélévision, un adaptateur externe tel celui proposé par CGV, par exemple, sera nécessaire pour pouvoir bénéficier de la couleur.



Photo 5. – Une bien étrange prise péritélévision.



Photo 6. – Le bloc secteur de la prise péritélévision.

LE LOGICIEL

Une des caractéristiques notables du Basic de l'Oric Atmos est qu'il est très complet. On y trouve, en effet, tous les mots clés des Basics classiques, mais aussi des instructions plus évoluées, telles que le IF THEN ELSE, le PRINT AT, le GOTO calculé, le REPEAT UNTIL, etc.
Cela signifie que tout programme passe partout pourra être adapté très facilement sur l'Oric Atmos.
Où la richesse de ce Basic se manifeste pleinement, c'est au niveau des possibilités graphiques et sonores de l'Atmos ; en effet, de très nombreux mots clés ont été prévus pour vous permettre une exploitation optimale de ces possibilités.
Il vous est possible de tracer des vecteurs avec l'instruction DRAW, des cercles avec l'instruction CIRCLE, de spécifier la couleur du fond de l'écran avec PAPER et la couleur du tracé avec INK ; enfin, le tracé peut être fait en traits pleins ou pointillés.
Côté sonore, le synthétiseur à trois voies dont est équipé l'Atmos est utilisable très facilement, pour faire des bruits guerriers avec ZAP (pistolet « galactique » – sic), SHOOT (pistolet « terrestre »), EXPLODE (bruit d'explosion), mais aussi des choses plus agréables avec PING

(bruit de clochettes) ou PLAY et MUSIC si vous vous sentez l'âme d'un compositeur. Ces dernières instructions ne sont pas des gadgets et la cassette démonstration en donne un brillant exemple, puisque votre Oric Atmos arrive à jouer du Bach tout en manipulant des graphiques.
Côté programmation pure, des instructions intéressantes ont été ajoutées au Basic classique ; on peut citer DEEK et DOKE, qui sont des PEEK et POKE sur 16 bits, mais aussi POP, qui permet de faire des retours de sous-programmes de façon particulière. Notons aussi CALL pour appeler des sous-programmes en langage machine.
A propos de langage machine, une grande première doit être signalée, par rapport à l'Oric 1 et à bien des micro-ordinateurs : les routines machines contenues dans la ROM de l'Oric et auxquelles vous pouvez faire appel sont documentées dans la notice ; cette documentation est, toutefois, un peu brève pour certaines fonctions, mais c'est déjà un gros progrès par rapport à ce que nous avions l'habitude de voir.
Côté sauvegarde des programmes ou des données sur cassettes (si l'on ne possède pas les lecteurs de microdisquettes) : le même principe que celui adopté sur l'Oric 1 est utilisé, à savoir deux vitesses : une fiable à 300 bauds (30 caractères par seconde), une nettement moins fiable, à 2 400 bauds (240 caractères par seconde). Nous nous étions laissé dire que l'Atmos avait été amélioré par rapport à l'Oric 1 au niveau du fonctionnement à 2 400 bauds : les essais que nous avons pu faire avec trois magnétophones différents ne nous ont pas permis de constater une quelconque amélioration ; certaines cassettes du commerce sont toujours impossibles à charger à 2 400 bauds.
A propos des cassettes de logiciels, nous avons constaté deux points importants qu'il nous semble utile de vous signaler. La qualité technique des enregistrements de certaines cassettes est plus que médiocre (variation de niveau, pleurage, etc.) et un essai chez votre fournisseur peut être souhaitable ; par ailleurs, certains logiciels d'origine anglaise n'existent qu'en enregistrement à 2 400 bauds (alors que, normalement, une face est à 2 400 bauds et l'autre à 300 bauds) ; vous pouvez vous trouver dans l'impossibilité de les charger...

TECHNIQUE ET COMPATIBILITE AVEC L'ORIC 1

Pourquoi traiter ces deux sujets dans le même chapitre alors qu'ils n'ont, a priori, pas de lien entre eux ? Tout simplement parce que l'ouverture du boîtier de l'Oric Atmos nous a permis de comprendre pourquoi ce dernier était donné comme compatible dans 90 % des cas avec l'Oric 1. En effet, le circuit imprimé de l'Oric Atmos n'est autre qu'un circuit imprimé d'Oric 1, et nous n'inventons pas, c'est même écrit dessus, comme vous pouvez en juger sur les photos qui agrémentent cet article.



Quelques exemples des possibilités graphiques.

L'Oric Atmos est donc organisé autour d'un microprocesseur 6502, déjà ancien, mais très répandu en micro-informatique amateur, auquel sont associés un VIA (circuit d'interface parallèle) pour le clavier et l'interface imprimante, une ROM de 16 K-octets programmée par masque (ce qui signifie qu'elle ne contient plus de « bug » ?), 64 K-octets de RAM dynamique faisant appel aux très récents boîtiers type 4164 de 64 K-mots de 1 bit, un synthétiseur sonore de chez General Instruments type AY 3 8912 et un boîtier à 40 pattes, qui est un réseau logique programmable qui se charge de toute la logique de l'appareil ainsi que de la partie visualisation.

La réalisation est très propre, tous les composants étant soudés sur un grand circuit imprimé en époxy double face. Le clavier est monté sur un circuit indépendant relié au circuit principal par un câble plat. L'absence de câblage est totale, car toutes les prises sont implantées sur le CI et le seul composant « externe » – le haut-parleur – est collé sur ce même circuit imprimé. Une réalisation très propre, donc, qui devrait offrir toutes les garanties de fiabilité souhaitables.
Nous avons juste regretté la taille un peu réduite du radiateur du régulateur 5 volts ; ce dernier est protégé contre les échauffements excessifs, mais tout de même !

LES EXTENSIONS

Les extensions principales sont au nombre de trois : une manette de jeux, une imprimante alphanumérique et graphique couleur et les lecteurs de microdisquettes. La manette de jeu est classique et ne nécessite pas que l'on s'y attarde.
L'imprimante proposée par Oric pour l'Atmos (mais que l'on retrouve chez d'autres fabricants sous d'autres noms) est très intéressante : c'est en effet une petite machine alphanumérique et graphique capable de travailler en 4 couleurs et disposant d'un logiciel intégré « intelligent » rendant le tracé de graphiques variés très simple. Elle imprime au moyen de quatre mini-stylos bille sur du papier ordinaire de 12 cm de large, sur lequel elle place en standard 40 caractères par ligne, mais elle sait aller de 1 à 80, car la taille de ceux-ci est programmable.
De plus, elle peut écrire dans toutes les directions (même à l'envers !), ce qui est très pratique dans certains cas. C'est, à notre avis, une machine ayant un très bon rapport qualité/prix et, si vous êtes intéressés, nous vous invitons à lire notre article « Réalisez votre ordinateur individuel » du mois de décembre 1983, dans lequel nous avons présenté très complètement cette machine (depuis, seule la couleur de son boîtier a changé, puisqu'elle est passée du blanc au rouge et noir pour s'harmoniser avec l'Atmos !).
Rappelons aussi que, du fait de la présence d'une prise imprimante aux normes Centronics en face arrière de l'Atmos, il est possible de connecter n'importe quelle machine

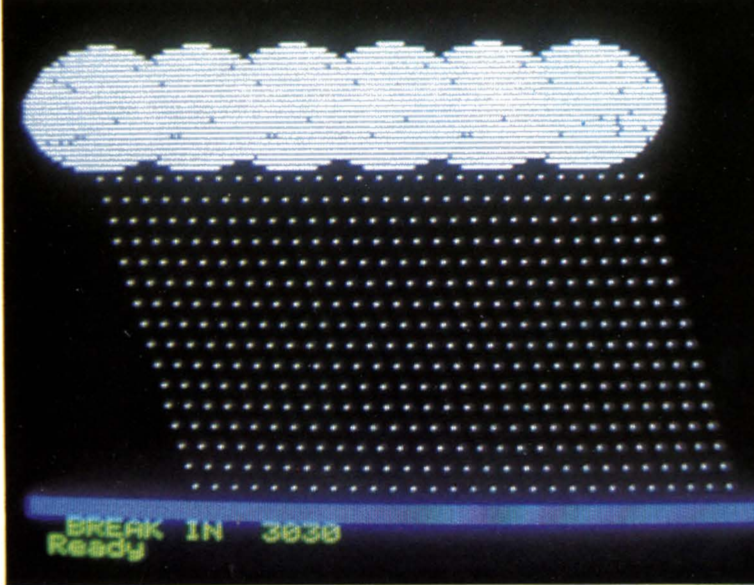
LE MICRO ORDINATEUR ORIC ATMOS

Photo 7. – L'Oric Atmos ressemble à l'Oric 1, même vu de l'intérieur.

sur cet appareil, ce qui est un point très positif. La troisième extension, très intéressante, est constituée par les lecteurs de microdisquettes qui peuvent être en nombre variable de 1 à 4. Ces lecteurs sont des vrais (par opposition à ceux du Sinclair Spectrum, par exemple) et utilisent les microdisquettes 3 pouces classiques. Ils sont fournis avec un bloc secteur assez volumineux, qui les alimente mais remplace, par la même occasion, celui de l'Atmos. Un bloc secteur peut, par ailleurs, alimenter jusqu'à deux lecteurs.
Un DOS (Disk Operating System ou système d'exploitation disque) est fourni avec le premier lecteur, mais bien qu'il donne satisfaction, il est, à notre avis, trop pauvre et il lui manque de nombreuses commandes (sans doute feront-elles l'objet de disquettes à acheter par la suite...). La notice des lecteurs, malgré un réel effort d'explication, est, là aussi, très incomplète, surtout pour quelqu'un qui n'a jamais utilisé de disquettes.
Côté logiciels, l'Atmos bénéficie des avantages acquis par l'Oric 1 et nous croyons savoir que tous les logiciels Oric 1 tournent sur Atmos sauf, peut-être, quelques rares exceptions. Attention, ce ne sera pas toujours le cas dans l'autre sens, et des logiciels Atmos pourront ne pas fonctionner sur Oric 1 (en raison d'instructions Basic nouvelles, par exemple).

CONCLUSION

L'Oric Atmos est un très bon micro-ordinateur familial auquel nous n'avons que peu de reproches à faire. Nous avons seulement regretté : l'alimentation déportée, l'absence de bouton marche/arrêt, le poussoir de RESET peu accessible, la partie initiation de la notice un peu courte pour un vrai débutant.
Par contre, nous avons apprécié : le vrai clavier, les possibilités graphiques et sonores, leur bonne mise en valeur grâce à des mots clés bien adaptés, la sortie imprimante aux normes Centronics, le connecteur d'extension, la notice très complète, tant sur le plan logiciel que matériel.
L'Atmos est donc un appareil à prendre en compte si vous souhaitez vous lancer dans la micro-informatique familiale, d'autant que l'adjonction, par la suite, de lecteurs de disquettes lui ouvre la porte d'applications beaucoup plus sérieuses et jusqu'alors interdites aux micro-ordinateurs équipés seulement de lecteurs de cassettes.
C. TAVERNIER



Réalisez votre ordinateur individuel

REALISATION DES MANETTES DE JEUX ET DE LEUR LOGICIEL

En ce mois estival, synonyme de vacances pour nombre d'entre vous, nous vous proposons un article facile à lire présentant des réalisations toutes aussi faciles à mettre en œuvre puisqu'elles sont accompagnées de tout ce qu'il faut pour cela. Nous allons vous présenter tout d'abord la réalisation des manettes de jeux ou paddles ou joysticks étudiées dans notre précédent numéro. Cette réalisation sera suivie de la description du logiciel d'exploitation de ces manettes tant en langage machine qu'en Basic avec des exemples d'utilisation. Ensuite, pour répondre à une demande très souvent formulée et justifiée par les problèmes posés par des logiciels que nous vous présenterons dans notre prochain numéro, nous verrons comment mettre 2 K de RAM sur la carte CPU09.

Réalisation des manettes de jeux

La figure 1 présente la nomenclature des composants qui ne devrait pas vous poser de problèmes. Les circuits TTL peuvent être de la série normale ou LS. Les LM 331 ne sont pas encore très répandus, nous en avons trouvés chez Selectronic à Lille, mais votre fournisseur habituel doit pouvoir en obtenir sans problème. Les potentiomètres ajustables de 1 kΩ (P_1 de la figure 6 de notre précédent article) seront avantageusement des modèles multitours ou, au minimum, des modèles cermet (céramique-métal) pour assurer une stabilité des réglages suffisante. Pour P_2, de 100 ou 150 kΩ, un modèle carbone ordinaire suffira.

Pour réduire le câblage au maximum et faciliter l'implantation de la carte dans un boîtier avec un minimum de découpes, nous avons équipé celle-ci de prises DIN 5 pôles à implantation directe sur le circuit imprimé pour la connexion aux manettes. De telles prises se trouvent chez tous les revendeurs sérieux. Si vous n'en trouvez pas, vous pouvez utiliser des DIN normales qui seront reliées par fils aux trous prévus pour les DIN à circuit imprimé.

Côté micro-ordinateur, la liaison avec la carte IPT09 ou IPU6800 est faite via un câble plat à 40 fils, la carte des manettes étant équipée d'un connecteur du même type que ceux se trouvant sur IPT09 et avec le même brochage. Cela permet de sertir un câble plat pour faire la liaison très proprement.

Les supports de circuits intégrés sont facultatifs et ne seront utilisés que si vous avez peur de ce que vous pouvez faire avec un fer à souder... Si vous lisez attentivement la figure 1, vous constaterez que nous avons différencié deux types de condensateurs de 10 nF. Les « normaux » sont ceux qui vont aux emplacements repérés C_2 sur la figure 6 de notre précédent numéro, et peuvent être d'un type quelconque. Les « bonne qualité » sont des modèles sortant du tout venant (prendre des MKM ou MKH de Siemens par exemple) et vont aux emplacements marqués C_3. Leur valeur exacte n'a pas d'importance, mais il faut qu'ils soient stables dans le temps afin de ne pas introduire trop de fluctuations sur les sorties de LM 331 et, donc, sur ce que l'ordinateur interprète comme les positions des manches des manettes.

A propos de ces derniers, il vous en faut deux, à moins que vous ne soyez un joueur solitaire (la carte en admet un ou deux de même que les logiciels proposés). Point n'est besoin

Nbre	Type et équivalents
1	74LS 251 ou 74251
2	74LS 193 ou 74193
1	74 LS 00 ou 7400
4	LM 331 N (National Semiconducteur)
4	Ajustables multitours 1 kΩ ou pas de 2,54 mm
1	Ajustable carbone 150 kΩ ou 100 kΩ au pas de 2,54 mm
2	Manches équipés chacun de 2 potentiomètres de 100 kΩ (voir texte)
2	Poussoirs contacteurs appuyant
1	Prise mâle pour câble plat, à implanter sur CI, 2 × 20 contacts
2	Prises DIN 5 pôles 180° à implanter sur CI
4	Condensateurs 1 µF 25 V
4	Condensateurs céramique 10 nF
4	Condensateurs céramique bonne qualité 10 nF (voir texte)
2	Condensateurs céramique 22 nF
28	Résistances 1/4 W 5 % : 4 × 47 Ω ; 4 × 100 Ω ; 8 × 1 kΩ ; 4 × 12 kΩ ; 8 × 100 kΩ
8	Supports : 4 × 8 pattes, 1 × 14 pattes 3 × 16 pattes (facultatifs)

Fig. 1 – Nomenclature des composants.

de prendre des manches de radiocommande proportionnelle (appelée aussi digitale) car ils sont trop précis, de trop grande qualité et surtout trop chers pour une telle application. De petits manches tout simples, tels ceux que l'on trouvait il y a peu de temps encore pour réaliser des jeux TV conviennent très bien. La valeur des potentiomètres qui les équipent peut être quelconque, entre 100 kΩ et 220 kΩ. Des modèles avec des potentiomètres de 47 voire 22 kΩ conviennent aussi, mais dans ces deux derniers cas, il faut remplacer l'ajustable P_2 de 100 ou 150 kΩ par un ajustable de même valeur que celle des potentiomètres du manche.

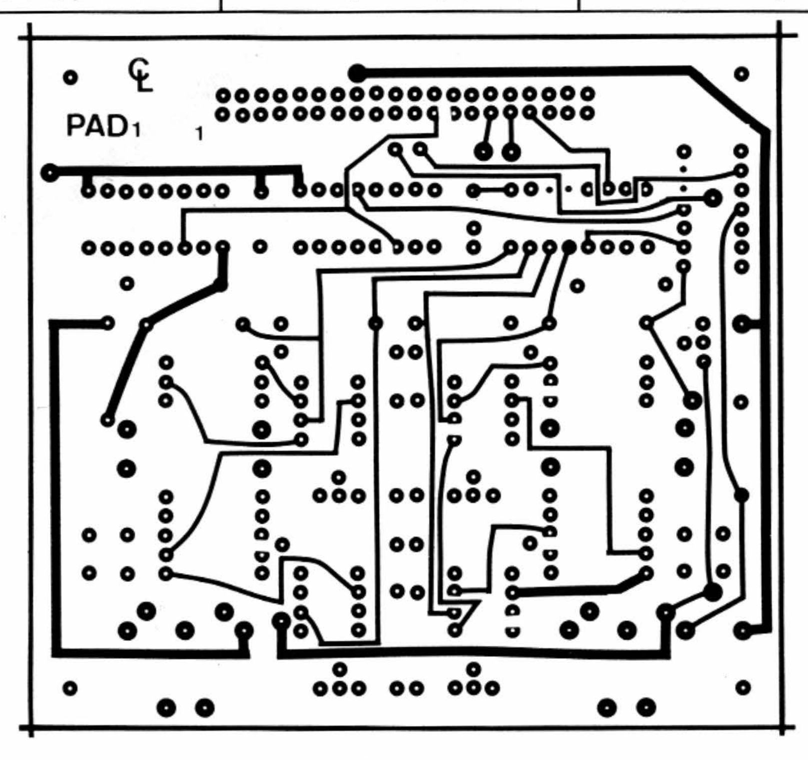
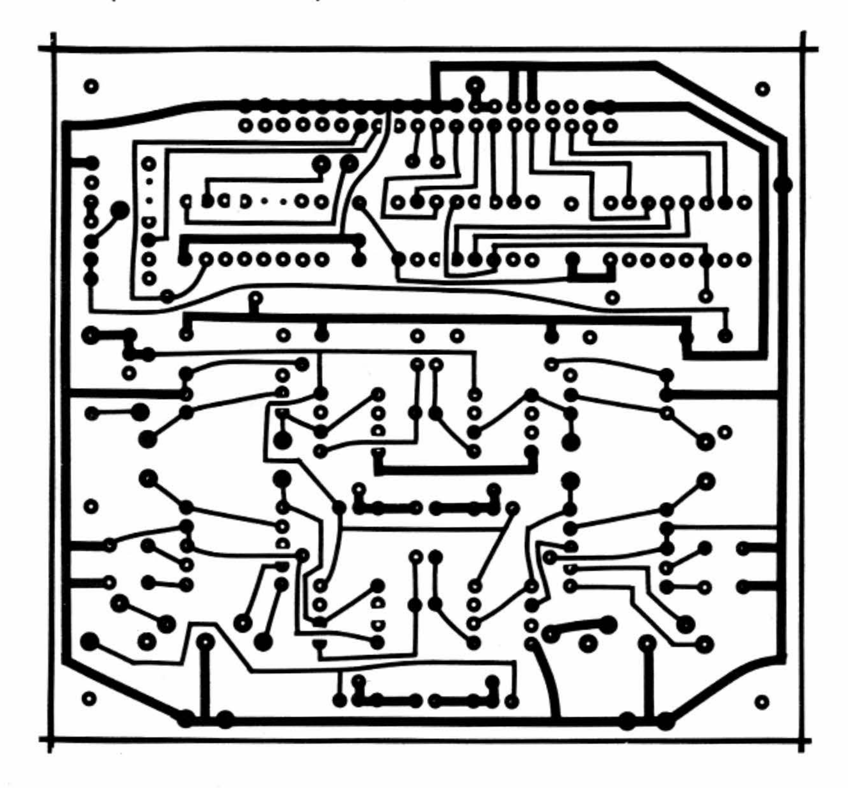


Fig. 2. – Circuit imprimé vu côté composants, échelle 1.


Fig. 3. – Circuit imprimé vu côté cuivre, échelle 1.

Le manche constituant l'organe de déplacement bidirectionnel, il faut, pour compléter chaque manette, un poussoir « de tir ». Un modèle quelconque de type contact en appuyant convient très bien.

Le circuit imprimé recevant l'ensemble des composants de la figure 6 de notre précédent numéro est un double face, dont les films vous sont proposés en figure 2 pour le côté composants et 3 pour le côté cuivre. Vu le tracé assez simple, vous pouvez reproduire ces circuits vous-mêmes si vous êtes équipés pour faire du double face ; sinon sachez qu'ils sont, comme à l'accoutumée, disponibles chez Facim (19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis).

Une fois munis de ces circuits, vous pouvez commencer l'implantation des composants en suivant les indications de la figure 4. A l'heure où nous écrivons ces lignes, nous ne savons pas encore si les circuits proposés par Facim seront à trous métallisés ou non. Si ce n'est pas le cas, ou si vous faites ces circuits vous-mêmes, commencez par souder les traversées entre faces, peu nombreuses, mais dont deux sont inaccessibles après câblage des autres composants ; en effet, l'une se trouve sous le connecteur 40 points et l'autre sous le 7400.

Poursuivez le montage par l'implantation des supports, prises et connecteurs, puis par les résistances et les condensateurs. Les 10 nF « normaux » sont ceux situés de part et d'autre des prises DIN, les « bons » sont ceux situés très près des LM 331. Les deux condensateurs repérés C sont des 22 nF de découplage des circuits logiques. A propos de ces derniers, attention au sens du 74251 qui est l'inverse de celui de 74193 !

Si vous utilisez des supports, ne montez pas encore les CI dessus, et si vous avez prévu de souder ces derniers, ne le faites pas pour l'instant.

Réalisez un câble de connexion avec votre carte IPT09 ou IPU6800. Dans le premier cas, vous pouvez utili-

ser du câble plat 40 points et sertir (voir nos précédents articles expliquant comment utiliser un étau en presse à sertir le câble plat) ou faire sertir (Pentasonic par exemple), une prise à chaque extrémité puisque les brochages ont été étudiés pour cela. Si vous utilisez IPU6800, les prises de haut de carte ne sont pas câblées par le circuit imprimé ; nous vous conseillons donc de faire comme expliqué ci-avant pour IPT09 et de câbler ensuite les prises de la carte IPU6800 avec le même brochage que celles de la carte IPT09 (voir **Haut-Parleur** n° 1694 de juillet 1983).

Muni de ce câble, reliez votre carte manette à votre carte IPT ou IPU et mettez votre système sous tension. Vérifiez alors que le +5 V arrive bien là où il est attendu et que le +12 V est présent sur les emplacements des pattes 8 des LM 331. Si tel n'est pas le cas, vous avez certainement fait une erreur au niveau du câble de liaison. Il peut être mal serti, une prise peut être sertie à l'envers par rapport à l'autre, etc. Un Ohmmètre, de la logique et de la patience doivent vous permettre de résoudre ce problème.

Lorsque les tensions sont présentes où il faut, débranchez votre carte manette et soudez-y les circuits ou placez-les dans leurs supports. Vous êtes presque prêts pour les essais.

Les manches de commande

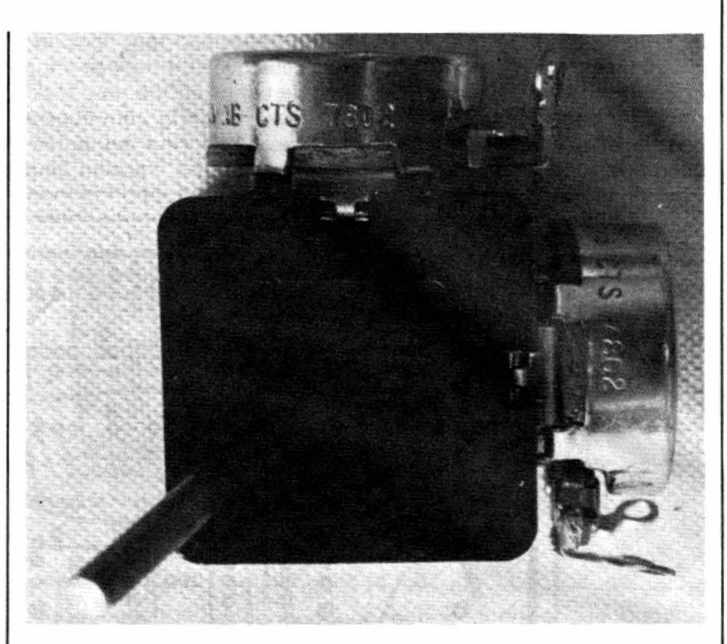
Pour ceux d'entre vous qui n'auraient jamais vu de tels composants, sachez que, comme le montre la photo qui accompagne cet article, de tels manches sont constitués par deux potentiomètres dont les axes, montés perpendiculairement, peuvent suivre le mouvement imprimé à un levier. Si le levier se déplace dans une direction, il actionne un potentiomètre, dans la direction perpendiculaire, il actionne l'autre et enfin dans toute direction intermédiaire il actionne les deux en même temps. En position centrale, c'est-à-dire lorsque le manche est au repos, les curseurs des deux potentiomètres sont, en principe, à mi-course. Sur les manches de radiocommande cela se règle, ici c'est inutile, le logiciel peut s'en charger.

Le câblage des potentiomètres est on ne peut plus simple puisqu'ils doivent tous deux être montés entre la sortie +V de la carte et la masse. La figure 5 confirme cela et montre également le mode de connexion du bouton poussoir de tir.

Le brochage des prises DIN implantées sur la carte est visible figure 7, et doit vous permettre de réaliser le câble de connexion sans difficulté. Celui-ci sera constitué par du fil multiconducteur qu'il est inutile de prendre blindé. Le câble à 4 paires utilisé pour les installations téléphoniques convient très bien et l'on en trouve dans certains grands magasins (Obi, BHV, etc.).

Chaque manche sera monté dans une boîte à votre convenance, sur une face de laquelle sera installé le poussoir de tir. Prenez la peine de réfléchir quelques instants à la prise en main et à la position des doigts sur celle-ci ; c'est tout ce qui fait la différence entre un bon joystick et un mauvais. Si vous comptez utiliser ces manettes pour faire jouer des enfants, choisissez une boîte solide et fixez bien le câble de liaison, car dans le feu de l'action il pourrait souffrir.

Lorsque cette partie « mécanique » est terminée, vous pouvez passer à la phase logicielle de l'opération qui, comme nous allons le voir, est très simple.



Le manche économique utilisé sur notre maquette.

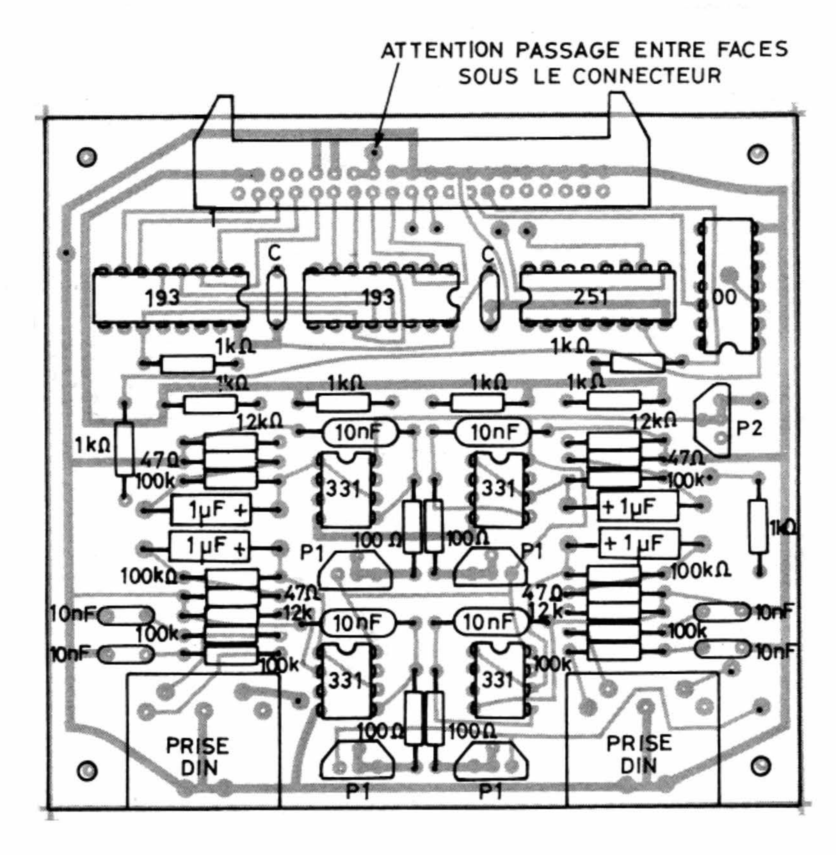
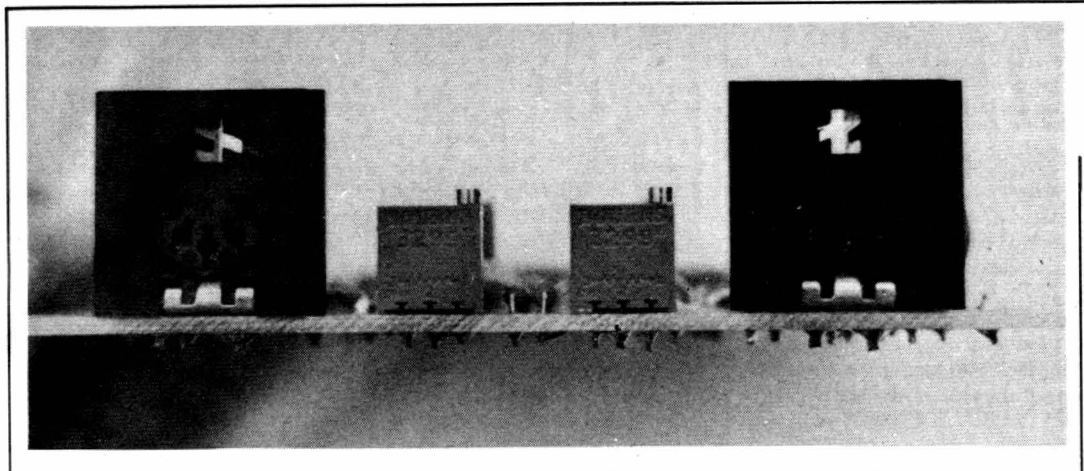


Fig. 4. – Implantation des composants.



Les prises DIN implantées sur le circuit imprimé réduisent le câblage nécessaire.

Le logiciel de gestion des manettes

Avant de commencer sa description et pour que nous parlions tous de la même chose, examinez la figure 6 sur laquelle nous avons placé les appellations des diverses manettes, des divers réglages et leurs adresses respectives (exprimées en décimal). Ces appellations sont utilisées dans tous les listings qui suivent et sont, à notre avis, les plus cohérentes. Un axe de déplacement du manche s'appelle X et l'autre Y ; une manette s'appelle 1, l'autre 2. A ce propos, il faut inverser les repères BP1 et BP2 sur les fils aboutissant en 19 et 20 de PIA1 sur la figure 6 de notre précédent article. Sans cela, le poussoir BP1 se retrouve sur le fil marqué BP2, ce n'est pas grave mais ce n'est pas logique.

Comme nous l'avons expliqué dans notre précédent numéro, nos manettes ne sont pas de vulgaires contacts comme sur les modèles simples, mais de véritables convertisseurs analogiques/digitaux comme sur l'Apple par exemple. Cela signifie que chaque position angulaire du manche selon l'axe X et selon l'axe Y peut être traduite par une valeur binaire précise. Cette précision n'est pas toujours requise ; c'est le cas dans un certain nombre de jeux où il suffit d'une indication de position grossière du manche.

Pour satisfaire à ces deux besoins de façon simple et rapide, le logiciel de gestion des manettes est écrit en langage machine, il est donc très rapide. Mais, la majorité des utilisateurs de ce système programmant en Basic, il a été prévu pour pouvoir être utilisé très facilement à partir de celui-ci. En effet, par le biais de la fonction USR du Basic, le logiciel machine est activé et place dans des mémoires bien définies les valeurs correspondant aux positions des deux manches et des deux poussoirs ; il ne suffit plus alors que d'un ou plusieurs PEEK Basic pour récupérer celles-ci. Si cela vous paraît obscur, les quelques exemples qui suivent vont éclairer votre lanterne mais, au préalable, commençons par vous présenter le logiciel machine.

L'examen de la figure 6 de notre précédent article permet de constater que les diverses pattes du PIA, sur lequel va se trouver connectée la carte, remplissent les fonctions suivantes :

– PB0 à PB7 reçoivent les sorties des compteurs et, donc, le résultat de la conversion analogique/digitale de la position du potentiomètre sélectionné.

– PA0, PA1 et PA2 sont les lignes de sélection du 74251 et permettent donc de choisir quel 331 va être relié au compteur et, donc, quelle position de potentiomètre va se retrouver codée en sortie de ceux-ci.

– PA3 valide le 74251 lorsqu'elle est à 0.

– PA4 autorise le comptage lorsqu'elle est à 1.

– PA5 remet les compteurs à 0 lorsqu'elle est à 1.

– PA6 et PA7 sont les entrées en provenance de BP1 et BP2.

Dès lors, le listing du programme de gestion est plus facile à comprendre ; celui-ci vous est présenté figure 8 et nous allons le commenter rapidement.

Son origine est située en ECC0, il se trouve ainsi en RAM commune, puisque la mémoire de la carte CPU09 est présente dans toutes les pages. Le fait d'avoir choisi ECC0 le place au-dessus de l'horloge temps réel Facim, ce qui lui permet ainsi de ne pas la perturber. Si vous n'utilisez pas cette horloge,

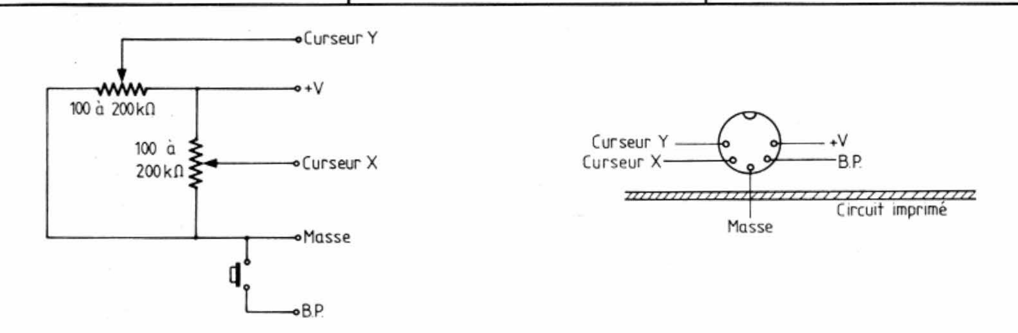


Fig. 5. – Schéma d'un manche.

Fig. 7. – Brochage des prises DIN du circuit imprimé.

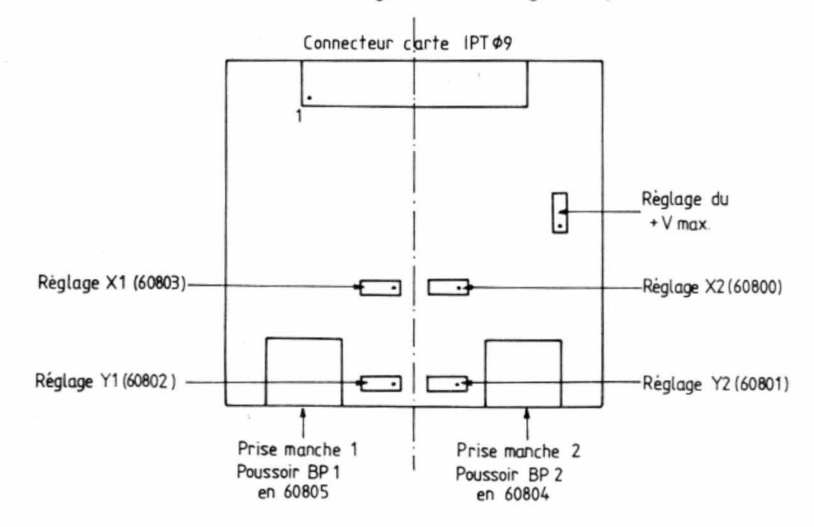


Fig. 6. – Positions des réglages et adresses des mémoires leur correspondant.

```
GESTION MANETTES DE JEU                    25-6-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    1

                     * PROGRAMME ORIGINAL ECRIT PAR C.LEMERE
                     * REVISE LE 26/6/84 PAR C.TAVERNIER

                     * POT X MANETTE 1 EN $ED83 OU 60803
                     * POT Y MANETTE 1 EN $ED82 OU 60802
                     * POT Y MANETTE 2 EN $ED81 OU 60801
                     * POT X MANETTE 2 EN $ED80 OU 60800
                     * POUSSOIR DE TIR MANETTE 1 EN $ED85 OU 60805
                     * POUSSOIR DE TIR MANETTE 2 EN $ED84 OU 60804

                     *** DEFINITION DES ETIQUETTES ***

 ED70                       ORG    60800-$10

 ED70                TABLE  RMB    6

                     *** DEFINITION DES CONSTANTES ***

                     * CHANGER L'ETIQUETTE PIA SI UTILISATION
                     * D'UN AUTRE PIA OU DE LA CARTE IPU 6800

            E120     PIA    EQU    $E120
            E120     DDRA   EQU    PIA
            E121     PIACRA EQU    DDRA+1
            E122     DDRB   EQU    DDRA+2
            E123     PIACRB EQU    DDRA+3

                     *** DEBUT DU PROGRAMME ***

 ECC0                       ORG    $ECC0

                     * PEUT ETRE RAMENEE A EC00 SI
                     * PAS D'HORLOGE TEMPS REEL FACIM

                     *INITIALISATION DU PIA

 ECC0 5F                    CLRB
 ECC1 F7   E121             STB    PIACRA
 ECC4 86   3F               LDA    #$3F   PA0-PA5 SORTIE PA6-PA7 ENTREE
 ECC6 B7   E120             STA    DDRA
 ECC9 86   04               LDA    #$04
 ECCB B7   E121             STA    PIACRA
 ECCE F7   E123             STB    PIACRB
 ECD1 F7   E122             STB    DDRB
 ECD4 B7   E123             STA    PIACRB

                     *** S/P DE COMPTAGE ****

 ECD7 86   13               LDA    #$13      * INITIALISATION INDEX POT
 ECD9 8E   0013             LDX    #$13

 ECDC C6   28        RESET  LDB    #$28      * RESET COMPTEUR
 ECDE F7   E120             STB    DDRA


GESTION MANETTES DE JEU                    25-6-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    2

 ECE1 B7   E120      COMPT  STA    DDRA      *DEBUT DU COMPTAGE
 ECE4 8D   79               BSR    DELAI
 ECE6 8D   77               BSR    DELAI
 ECE8 C6   08               LDB    #$08      * ARRET COMPTAGE
 ECEA F7   E120             STB    DDRA
 ECED F6   E122             LDB    DDRB      * LECTURE VALEUR
 ECF0 E7   89 ED70          STB    TABLE,X   * STOCKAGE VALEUR
 ECF4 8C   0010             CMPX   #$10      * DERNIER POT ?
 ECF7 27   05               BEQ    BOUTON
 ECF9 30   1F               LEAX   -1,X      * POT SUIVANT
 ECFB 4A                    DECA
 ECFC 20   DE               BRA    RESET

                     *** S/P BOUTON DE TIR ***

 ECFE 8E   0014      BOUTON LDX    #$14
 ED01 4F                    CLRA
 ED02 B7   E120             STA    DDRA
 ED05 F6   E120      BP2    LDB    DDRA
 ED08 C1   40               CMPB   #$40      * SI TIR BP2 PA6 A UN
 ED0A 26   06               BNE    TEMPO
 ED0C C6   01               LDB    #$01
 ED0E E7   89 ED70          STB    TABLE,X
 ED12 81   10        TEMPO  CMPA   #$10
 ED14 27   06               BEQ    SUIVANT
 ED16 8D   51               BSR    DELAIL
 ED18 86   10               LDA    #$10
 ED1A 20   E9               BRA    BP2
 ED1C 8E   0015      SUIVANT LDX   #$15
 ED1F 4F                    CLRA
 ED20 B7   E120             STA    DDRA
 ED23 F6   E120      BP1    LDB    DDRA
 ED26 C1   80               CMPB   #$80      * SI TIR BP1 PA7 A UN
 ED28 26   06               BNE    TEMPO1
 ED2A C6   01               LDB    #$01
 ED2C E7   89 ED70          STB    TABLE,X
 ED30 81   10        TEMPO1 CMPA   #$10
 ED32 27   06               BEQ    DBLBP
 ED34 8D   33               BSR    DELAIL
 ED36 86   10               LDA    #$10
 ED38 20   E9               BRA    BP1
 ED3A 4F             DBLBP  CLRA
 ED3B B7   E120             STA    DDRA
 ED3E F6   E120      DBLBP1 LDB    DDRA
 ED41 C1   C0               CMPB   #$C0      * SI BP1 ET BP2 ACTIONNES
 ED43 26   10               BNE    TEMPO2
 ED45 8E   0014             LDX    #$14
 ED48 C6   01               LDB    #$01
 ED4A E7   89 ED70          STB    TABLE,X
 ED4E 8E   0015             LDX    #$15
 ED51 E7   89 ED70          STB    TABLE,X
 ED55 81   10        TEMPO2 CMPA   #$10
 ED57 27   1C               BEQ    FIN
 ED59 8D   0E               BSR    DELAIL

GESTION MANETTES DE JEU                    25-6-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    3

 ED5B 86   10               LDA    #$10
 ED5D 20   DF               BRA    DBLBP1

                     *** BOUCLES DE TEMPORISATION ***

 ED5F 34   04        DELAI  PSHS   B
 ED61 C6   F8               LDB    #$F8      * POUR 1MS ENVIRON
 ED63 5A             TIME   DECB
 ED64 26   FD               BNE    TIME
 ED66 35   04               PULS   B
 ED68 39                    RTS

 ED69 34   14        DELAIL PSHS   B,X
 ED6B 8E   0B26             LDX    #$0B26    * POUR 20MS ENVIRON
 ED6E 30   1F        DEL    LEAX   -1,X
 ED70 26   FC               BNE    DEL
 ED72 35   14               PULS   B,X
 ED74 39                    RTS

 ED75 39             FIN    RTS

                            END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 8. – Programme de gestion des manettes de jeu.

vous pouvez mettre l'origine du programme en EC0.

Remarquez la table où vont être stockées les valeurs relatives aux positions des divers potentiomètres. Elle commence en ED80 (60800) pour se terminer en ED85 (60801). Si vous descendez le programme de ECC0 à EC00, vous pouvez aussi changer le ORG 60800-$10 en ORG 60608-$10, ce qui placera cette même table de ECC0 (60608) à ECC5 (60613). Il faudra alors changer en conséquence les adresses des PEEK et des POKE dans les programmes Basic qui suivent, et corriger aussi la figure 6 afin que celle-ci puisse encore vous servir de référence.

Viennent ensuite les définitions des adresses des registres du PIA. Nous avons utilisé PIA1 sur la carte IPT09 pour connecter notre carte manette. Si vous n'utilisez pas la carte HTR, il est préférable d'utiliser PIA2 car PIA1 et PIA3 servent pour le programmateur de PROM. Si vous utilisez le programmateur de PROM et la carte HTR, il ne vous reste plus que la solution de déconnecter une des prises pendant que vous utilisez les manettes. Quoiqu'il en soit, si vous n'utilisez pas le même PIA que nous ou si vous utilisez la carte IPU6800, retouchez en conséquence la définition de l'étiquette PIA.

Le programme commence ensuite par une initialisation de ce PIA, de façon à placer en entrées et en sorties les lignes PA0 à PA7 et PB0 à PB7 conformément à l'exposé de leurs fonctions ci-avant.

Vient ensuite la partie comptage proprement dite. Elle commence par une remise à zéro des compteurs en écrivant 28 (hexa) sur PA0 à PA5, puis la boucle de comptage commence avec le stockage de 13 sur PA0 à PA5. Cette valeur a pour effet de libérer les compteurs et de sélectionner le potentiomètre X1 grâce au 74251. Après deux appels à une boucle de délai calibré, le comptage est arrêté grâce au code 08 et la valeur trouvée en sortie des compteurs est stockée dans la table en ED70 + 13, soit ED83, ce qui est bien la place prévue pour X1. Le contenu de X est diminué de 1 et la boucle recommence mais, du fait de cette diminution, c'est Y1 qui est maintenant sélectionné par le 74251. Le cycle se poursuit jusqu'à avoir exploré les quatre potentiomètres. Remarquez l'astuce (bravo M. Lemere) consistant à utiliser le code de sélection des potentiomètres qui évolue de 13 à 10 pour indexer les valeurs dans la table contenant X1, Y1, X2, Y2.

La suite du programme est consacrée à l'examen des poussoirs de tir BP1 et BP2. BP2 est testé le premier, en surveillant l'état de PA6 et en laissant s'écouler une temporisation de 20 ms (boucle DELAIL) pour éviter les rebondissements. Si le poussoir est appuyé, 01 est écrit dans la mémoire lui correspondant en ED84.

BP1 est scruté ensuite selon le même principe, seule la mémoire diffère puisqu'il s'agit cette fois de ED85. Enfin, le cas où les deux poussoirs ont été simultanément appuyés est traité en DBLBP.

Les deux sous-programmes de temporisation suivent. DELAI ne sera pas modifié, car c'est lui qui fixe la durée de comptage et, donc, les valeurs écrites en mémoires correspondant aux positions des potentiomètres. Le modifier rendrait nécessaire la correction de tous

les tests de valeurs dans les programmes Basic qui suivent.

DELAIL par contre peut être modifié, et nous vous conseillons de réduire le contenu de X de façon à raccourcir le délai d'antirebondissement des poussoirs. Vous pouvez sans crainte diviser cette valeur par 2, ce qui laisse un délai de 10 ms et est largement suffisant, sauf si vous utilisez vraiment de très mauvais poussoirs ! Pour pouvoir utiliser ce programme, vous allez devoir l'éditer et l'assembler pour créer ainsi un fichier que nous allons baptiser (par exemple) MANETTE.BIN.

Si vous êtes pressés de voir quelque chose, vous pouvez déjà faire un essai très simple. Pour cela, connectez vos manettes et placez tous les potentiomètres à mi-course (nous les réglerons exactement tout à l'heure, avec un programme Basic fait pour cela). Chargez MANETTE.BIN en mémoire par une commande GET du DOS, puis passer sous moniteur par une commande MON. Remplacez, grâce à la commande M de TAVBUG09, le 39 se trouvant en ED75 par un 3F suivi d'un 08 (attention, si vous avez déplacé l'origine du programme de ECC0 à EC00, le 39 de fin n'est plus en ED75 mais en ECB5). Positionnez vos manches au centre des manettes et lancez le programme par un G en ECC0 (ou EC00 si vous avez changé l'origine). Lisez ensuite le contenu de ED80 à ED85 (commande D ED80 de TAVBUG09, par exemple). Vous devez trouver des valeurs quelconques aux adresses correspondant à X1, Y1, X2 et Y2. Mettez alors les manches en butée d'un côté et relancez le programme, les valeurs qui correspondent aux axes manœuvrés ont dû augmenter ou diminuer (selon le sens de la manœuvre). Mettez alors les manches de l'autre côté, et après avoir relancé le programme, constatez que les valeurs qui avaient augmenté ont baissé ou réciproquement. Enfin, appuyez sur un poussoir et, en le maintenant appuyé, lancez le programme. Constatez ensuite que la mémoire lui correspondant contient bien 01. Si tout cela s'est bien passé, vos manettes fonctionnent. Ne cherchez pas, par contre, une quelconque relation de linéarité entre la position des potentiomètres et le contenu des mémoires, les ajustables de la carte ne sont pas réglés !

Utilisation à partir du Basic

Comme nous l'avons expliqué ci-avant, l'utilisation de ce programme en langage machine à partir du Basic est fort simple. Nous allons le vérifier sur un exemple qui nous servira, de plus, à régler les potentiomètres ajustables de la carte. Le listing de ce programme vous est proposé figure 9.

La première ligne est indispensable dans tout programme Basic utilisant le programme machine MANETTE décrit ci-avant. C'est en effet elle qui indique à la fonction USR l'adresse de début de ce programme. Le contenu de cette ligne dépend de la présence ou non, dans votre système, du logiciel horloge temps réel. Si celui-ci n'est pas présent, vous devrez laisser cette ligne telle qu'elle apparaît dans tous les listings Basic donnés en exemple dans cet article sauf, éventuellement, si vous avez changé l'origine du programme machine de ECC0 à EC00, auquel cas vous ferez la correction correspondante. Si, par contre, le logiciel horloge temps réel est installé dans votre système, cette ligne deviendra, pour tous vos programmes Basic : DPOKE HEX (''BD9D''), HEX (''ECC0''). En effet, la fonction USR du Basic va chercher l'adresse de début du programme machine à exécuter en MEMAX-2 ; MEMAX étant l'adresse mémoire la plus haute disponible pour l'utilisateur. Avec le DOS utilisé seul, MEMAX est égale à BFFF puisque le DOS commence en C000 ; par contre, avec l'horloge temps réel dont le logiciel se place en partie sous le DOS, MEMAX devient BF9F, ce qui justifie les modifications exposées ci-avant.

Les lignes suivantes « font de la présentation » et demandent si vous voulez régler la manette 1 ou la manette 2. Dans le premier cas, les choses intéressantes se passent de 240 à 320 et dans le deuxième cas de 150 à 230. Ces deux tronçons de programme sont identiques dans leur principe, la seule différence se situant au niveau des adresses des mémoires contenant les valeurs de X1, Y1, X2, Y2, BP1 et BP2. Nous allons analyser la partie 150 – 230.

Ligne 150, la fonction USR lance l'exécution du programme machine, dont l'adresse de début est contenue en BFFD; grâce à la ligne 10, cette adresse est celle de notre programme MANETTE.BIN. Ce programme charge donc les mémoires comprises entre 60800 et 60805 avec les valeurs correspondant aux positions des divers potentiomètres et poussoirs. Les lignes 160 et 170 lisent les contenus respectifs de X2 et Y2 et les affectent aux variables X et Y, tandis que la ligne 180 lit le contenu de BP2 et l'affecte à la variable T. Ces valeurs sont ensuite affichées, sans correction, grâce aux lignes 190 et 200. Une remise à zéro du contenu de la mémoire de BP2 a ensuite lieu ligne 210, de façon à permettre une nouvelle prise en compte du poussoir. Le programme boucle alors sur lui-même grâce à la ligne 230. Le PRINT CHR$(11) permet, si vous avez une carte IVG ou IVG09, de toujours afficher sur la même ligne, ce qui facilite la lecture et le suivi de l'évolution des diverses valeurs. Si vous utilisez un terminal qui ne comprend pas ce caractère de contrôle, il suffit d'effacer cette ligne. Pour utiliser ce programme, il faut, bien sûr, que le programme machine MANETTE.BIN ait été chargé en mémoire au préalable (au moyen d'une commande GET

```
CALIBRATION DES MANETTES                        25-6-84       PAGE 1

10 DPOKE HEX("BFFD"),HEX ("ECCO")
20 A=USR(0)
30 PRINT CHR$(12)
40 PRINT TAB(10);"CALIBRATION DES MANETTES"
50 PRINT:PRINT
60 INPUT "MANETTE 1 OU 2 : ";A
70 PRINT
80 PRINT
90 PRINT TAB(10);"AXE X";
100 PRINT TAB(30);"AXE Y";:PRINT TAB(40);"TIR"
110 PRINT
120 IF A=1 THEN GOTO 240
130 IF A=2 THEN GOTO 150
140 GOTO 60
150 A=USR(0)
160 X=PEEK(60800)
170 Y=PEEK(60801)
180 T=PEEK(60804)
190 PRINT TAB(10);X;
200 PRINT TAB(30);Y;:PRINT TAB(40);T;
210 POKE 60804,0
220 PRINT CHR$(11)
230 GOTO 150
240 A=USR(0)
250 X=PEEK(60803)
260 Y=PEEK(60802)
270 T=PEEK(60805)
280 PRINT TAB(10);X;
290 PRINT TAB(30);Y;:PRINT TAB(40);T;
300 POKE 60805,0
310 PRINT CHR$(11)
320 GOTO 240
```

Fig. 9. – Programme de calibration des manettes.

```
PROGRAMME D'ESSAI DES MANETTES                  26-6-84       PAGE 1

10 REM UTILISATION "DISCRETE" DES MANETTES
20 DPOKE HEX("BFFD"),HEX("ECCO")
30 A=USR(0)
40 X1=PEEK(60803)
50 X=INT(X1/2)
60 IF X<7 THEN Z=2
70 IF X>7 AND X<12 THEN Z=1
80 IF X>12 AND X<20 THEN Z=0
90 IF X>20 AND X<25 THEN Z=-1
100 IF X>25 THEN Z=-2
110 PRINT Z;
120 GOTO 40
```

Fig. 10. – Programme d'essai des manettes.

du DOS par exemple). Si vous êtes déjà dans le Basic lorsque vous réalisez que vous n'avez pas encore chargé MANETTE.BIN, nous vous rappelons la possibilité de faire un + GET MANETTE.BIN qui chargera ainsi le programme sans sortir du Basic. Précisons aussi qu'une fois chargé, MANETTE.BIN n'a pas besoin d'être rechargé tant que la mémoire le contenant n'est pas altérée, c'est-à-dire, vu les adresses utilisées, tant que le système n'est pas arrêté.

Pour régler les ajustables de la carte, procédez comme suit. A l'aide d'un voltmètre en gamme 10 V, mesurez la tension sur la sortie + V des prises DIN. Ajustez alors P2 pour avoir environ 6 V en ce point. La valeur exacte n'a pas une importance capitale.

Chargez ensuite MANETTE.BIN (si ce n'est déjà fait) puis le Basic auquel vous allez faire exécuter le programme de la figure 9. Ajustez alors le potentiomètre ajustable correspondant à chaque axe (voir fig. 6) pour lire entre 70 et 80 lorsque la manette correspondante est en butée du côté où le chiffre délivré est maximal. Vérifiez ensuite que, sur l'axe concerné, la valeur affichée évolue bien de 0 ou 1 à cette valeur maximale. Une fluctuation de 2 ou 3 unités sur le chiffre affiché lorsque vous ne touchez pas à la manette est normale et est due au procédé de conversion utilisé. Faites alors de même pour les quatre autres potentiomètres. Vous pouvez ensuite, si vous le désirez, bloquer leurs axes avec un point de vernis (du vernis à ongle convient très bien car il peut s'enlever facilement si nécessaire).

La valeur maximale choisie ci-avant (70 à 80) est, compte tenu des valeurs des composants employés sur la carte d'interface des manettes, celle offrant la plus grande plage de variation linéaire possible lors de la manœuvre des potentiomètres. Elle est, bien sûr, liée au temps de comptage généré par la boucle DELAI du programme en langage machine, et c'est une des raisons pour laquelle nous vous avons dit de ne pas modifier celle-ci.

Hormis cette utilisation « continue » des valeurs délivrées par les manettes, il arrive souvent dans un programme, de jeu en général, que l'on n'ait besoin que de valeurs « discrètes » liées à la position du manche des manettes. C'est tout à fait possible avec notre montage et d'une manière très simple comme le montre la figure 10.

Nous retrouvons dans ce programme la ligne 20 qui sert à fixer l'adresse de début utilisée par la fonction USR puis, en 30, l'appel d'USR qui déclenche l'exécution du programme en langage machine, suivie ligne 40 de l'affectation du contenu de la mémoire qui correspond à X1 à une variable que nous avons appelée X1 (c'est original !). Cette valeur est divisée par deux et on ne conserve ensuite que sa partie entière. Partie entière qui est testée par rapport à des bornes et qui, selon la fourchette dans laquelle elle se trouve, donne une valeur « discrète » à une variable appelée Z. Sachant que le contenu des mémoires peut évoluer de 0 à 70 ou 80 (selon le réglage fait ci-avant), il est facile de fixer les bornes des tests des lignes 60 à 100 en fonction de l'effet que l'on désire obtenir relativement aux mouvements imprimés aux manches. Par ailleurs, ce mini-programme, qui se contente d'afficher la valeur de Z sans arrêt, peut être reproduit autant de fois que nécessaire pour les autres axes. De même, nous avons choisi de découper la portion de cercle balayée par le manche en 5 zones correspondant à Z = – 2, Z = – 1, Z = 0, Z = 1 et Z = 2, mais cela n'a rien d'impératif. Les valeurs affectées à Z peuvent être quelconques et le nombre de zones également. Il suffit de diviser la valeur maximale fixée grâce aux ajustables par le nombre de zones pour déterminer les bornes de celles-ci.

Utilisation ludique

Pour conclure cette présentation des manettes de jeux, nous vous proposons un pro-

```
COURSE AUTOMOBILE                                    26-6-84        PAGE 1

10 DPOKE HEX("BFFD"),HEX("ECC0")
20 PRINT CHR$(12)
30 DIM C(1200),E(1200)
40 GOTO 90
50 PRINT CHR$(12)
60 PRINT:PRINT TAB(30);"UN MOMENT S.V.P........"
70 FOR I=1 TO 1200:C(I)=0:E(I)=0:NEXT I
80 K=0:N=0
90 PRINT:PRINT
100 PRINT TAB(30);"COURSE DE VOITURE"
110 PRINT:PRINT
120 PRINT"    CHOISISSEZ VOTRE NIVEAU DE DIFFICULTE. . ."
130 PRINT
140 PRINT TAB(20);"FACILE. . . . . . . . . . . . .1"
150 PRINT TAB(20);"MOYEN . . . . . . . . . . . . .2"
160 PRINT TAB(20);"DIFFICILE . . . . . . . . . . .3"
170 PRINT:PRINT
180 PRINT TAB(10)"LARGEUR DE LA ROUTE  :                    ";:L$=INCH$(0)
190 PRINT
200 PRINT TAB(10);"VISIBILITE :                              ";:V$=INCH$(0)
210 PRINT
220 PRINT TAB(10);"DENSITE DE CIRCULATION                    ";:Z$=INCH$(0)
230 PRINT:PRINT
240 PRINT TAB(20);"APPUYEZ SUR LE BOUTON DE TIR POUR COMMENCER"
250 Y=USR(0)
260 T=PEEK(60805)
270 IF T=1 THEN 280 ELSE 250
280 POKE 60805,0
290 A$=CHR$(146)+CHR$(139)+CHR$(146):REM DESSIN VOITURE
300 D$=CHR$(127): REM DESSIN BORD DE ROUTE
310 B$=CHR$(151)+CHR$(150): REM DESSIN AUTRE VOITURE
320 E$="***"
330 C$="   "
340 IF L$="1" THEN L=41:L1=19
350 IF L$="2" THEN L=30:L1=24
360 IF L$="3" THEN L=17:L1=31
370 IF Z$="1" THEN Z=6
380 IF Z$="2" THEN Z=4
390 IF Z$="3" THEN Z=2
400 IF V$="1" THEN V=4:W=18
410 IF V$="2" THEN V=12:W=9
420 IF V$="3" THEN V=20:W=4
430 REM *** POSITION DE DEPART ***
440 PRINT CHR$(12)
450 FOR I=1 TO 24
460 N=N+1:C(N)=L1
470 PRINT TAB(C(N));D$;:PRINT TAB(C(N)+L);D$:NEXT I
480 A=39:A1=39
490 LI=A
500 CO=V
510 GOSUB 1250
520 PRINT A$
530 K=K+100
540 REM  ***  BOUCLE PRINCIPALE  ***

COURSE AUTOMOBILE                                    26-6-84        PAGE 2

550 N=N+1:B=INT((3)*RND(0)+1)
560 IF B=1 THEN 570 ELSE 590
570 IF C(N-1)=60-L THEN 620
580 C(N)=C(N-1)+1:GOTO 630
590 IF B=2 THEN 600 ELSE 670
600 IF C(N-1)=1 THEN 620
610 C(N)=C(N-1)-1:GOTO 630
620 C(N)=C(N-1)
630 IF N/2=SGN(N/2)*INT(ABS(N/2)) THEN 640 ELSE 740
640 F=INT((5)*RND(0)+1)
650 IF F=2 THEN 660 ELSE 740
660 E(N)=INT((L-5)*RND(0)+1)+C(N)+1
670 LI=A:CO=V:GOSUB 1250
680 PRINT C$;
690 LI=2:CO=23:GOSUB 1250
700 PRINT"  ";:PRINT CHR$(11)
710 PRINT TAB(C(N));D$;:PRINT TAB(E(N));B$;
720 PRINT TAB(C(N)+L);D$
730 GOTO 790
740 LI=A:CO=V:GOSUB 1250
750 PRINT C$;
760 LI=2:CO=23:GOSUB 1250
770 PRINT "  ";:PRINT CHR$(11)
780 PRINT TAB(C(N));D$;:PRINT TAB(C(N)+L);D$
790 Z=USR(0):X1=PEEK(60803):X=INT(X1/2)
800 IF X<12 THEN A=A-1
810 IF X>12 AND X<20 THEN A=A
820 IF X>20 THEN A=A+1
830 LI=A1:CO=V:GOSUB 1250
840 PRINT C$;
850 LI=A:CO=V:GOSUB 1250
860 PRINT A$;:A1=A
870 IF N+K>1000 THEN 1010
880 IF A<=C(N-W) OR A+2>=C(N-W)+L THEN 910
890 IF A+2>=E(N-W) AND A<=E(N-W)+2 THEN 910
900 GOTO 550
910 REM  ***  ACCIDENTS  ***
920 FOR I=1 TO 10
930 LI=A:CO=V:GOSUB 1250:PRINT C$
940 FOR J=1 TO 10:NEXT J
950 LI=A:CO=V:GOSUB 1250
960 PRINT CHR$(27);CHR$(51);:PRINT E$
970 PRINT CHR$(07);
980 FOR J=1 TO 10:NEXT J
990 NEXT I:PRINT CHR$(27);CHR$(48):PRINT CHR$(12)
1000 GOTO 430
1010 REM  ***  FIN DE LA PARTIE  ****
1020 PRINT CHR$(12)
1030 PRINT:PRINT
1040 PRINT TAB(15);"NOMBRE D'ACCIDENTS :        ";K/100-1
1050 PRINT:PRINT
1060 PRINT TAB(15);"KILOMETRES PARCOURUS :      ";SGN(N/10)+INT(ABS(N/10))
1070 PRINT:PRINT
1080 IF (K/100-1)<4 THEN 1090 ELSE 1110
```

```
COURSE AUTOMOBILE                              26-6-84        PAGE 3

1090  PRINT TAB(13);"VOUS ETES UN BON CONDUCTEUR. . . ."
1100 GOTO 1180
1110 IF(K/100-1)<6 THEN 1120 ELSE 1140
1120 PRINT TAB(13);"PERFORMANCES CORRECTES. . . . ."
1130 GOTO 1180
1140IF (K/100-1)<8 THEN 1150
1150 PRINT TAB(13);"RESULTATS TRES MOYENS. . . . "
1160 GOTO 1180
1170 PRINT TAB(13);"C'EST PLUTOT MINABLE. . . . .PRENEZ L'AUTOBUS. . . . .."
1180 PRINT:PRINT
1190 PRINT TAB(19);"UNE AUTRE COURSE   ?"
1200 PRINT
1210 PRINT TAB(5);"SI OUI PRESSEZ SUR O . . . ."
1220 PRINT TAB(5);"        . . . . .SI NON PRESSEZ SUR N"
1230 Y$=INCH$(0):IF Y$="O" THEN 50 ELSE 1240
1240 END
1250 PRINT CHR$(27);"=";CHR$(32+CO):CHR$(32+LI):
1260 RETURN
```

Fig. 11. – Programme de course automobile.

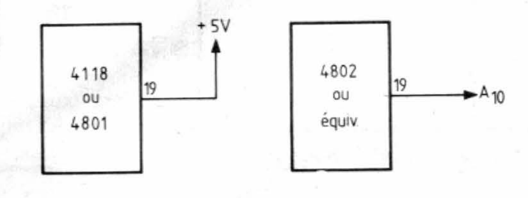
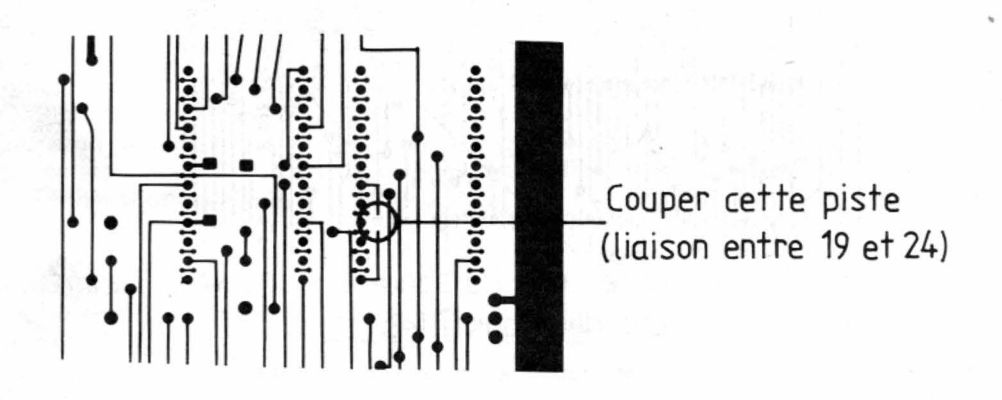
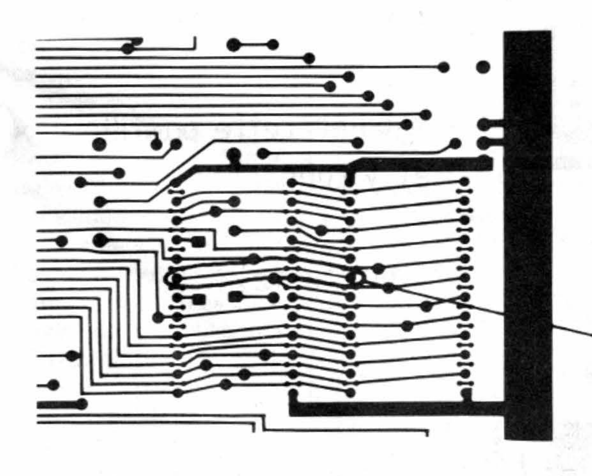


Fig. 12. – Passage d'une 4801 à une 4802 sur la carte CPU09.

Carte CPUØ9 vue côté composants



Carte CPUØ9 vue côté cuivre



Ajouter cette liaison (liaison entre les pattes 19 des deux supports 24 pattes)

Fig. 13. – Modification du circuit imprimé de CPU09 pour pouvoir y mettre une RAM de 2 Ko.

gramme... de jeu justement. Il n'est pas notre œuvre et est extrait de notre confrère *Micro-Systèmes* où il a été décrit en version originale pour un TRS-80 par M. Aubry. Il a été adapté à notre système et aux manettes par le concepteur de celles-ci lui-même et nous vous donnons son listing tel quel en figure 11.

Pour ne pas oublier l'aspect pédagogique de la chose, remarquez la lecture du poussoir en 250 à 280 et la prise en compte de la position des manettes en 790 à 820.

Comme vous avez pu le constater à la lecture des textes qu'il contient, il s'agit d'une course automobile. Une route défile sur l'écran et avec la manette qui vous sert de volant (un seul axe est utilisé), vous devez suivre la route et, surtout, éviter les adversaires. Trois niveaux de difficulté existent pour la visibilité, la largeur de route et la densité de circulation.

Le listing publié est prévu pour le programme machine commençant en ECCO et utilisant la manette 1 comme « volant ». Faites les corrections nécessaires au niveau des PEEK et des POKE des lignes précitées si vous choisissez l'autre manette ou une adresse de début en EC00, comme nous l'avons déjà expliqué.

Dernière précision, ce programme ne fonctionne qu'avec les cartes IVG ou IVG09, dont il exploite les possibilités d'adressage direct de la position du curseur (ligne 1250).

2 K de RAM sur CPU 09

Vous êtes nombreux à nous demander cette extension car la RAM située sur la carte CPU09 présente l'avantage non négligeable d'être présente dans toutes les pages mémoire simultanément. A quoi cela sert-il, diront certains ? A des choses très intéressantes que nous vous proposerons le mois prochain avec le listing complet d'un programme utilisant les pages 2 et (ou) 3 de la mémoire comme des pseudo-disquettes !

Le principe de cette modification est extrêmement simple comme vous pouvez le constater en examinant la figure 12. La RAM montée initialement, qui est une 4118 ou 4801, a sa patte 19 reliée en permanence au + 5 V. Fort heureusement, les RAM 2 K au brochage compatible avec celui de la 4118 ou 4801 ont, sur cette même patte, la ligne d'adresse supplémentaire.

Il suffit donc de couper la liaison entre la patte 19 du support de RAM et le + 5 V et de relier cette même patte 19 à la ligne d'adresse A10, c'est-à-dire à la patte 19 du support du moniteur tout proche.

La figure 13 montre comment réaliser pratiquement ces opérations de chirurgie sur le circuit imprimé. Seule la coupure de la liaison au + 5 V peut poser des problèmes car elle passe sous le support. Si nécessaire, un petit coup de fraise ou de lime dans la partie inférieure du support devrait permettre de mener à bien cette opération. La liaison entre les pattes 19 des deux supports 24 pattes peut être faite côté cuivre avec du fil nu très fin qui prendra juste la place d'une piste comme représenté figure 13.

Théoriquement, toute RAM 2 K-mots de 8 bits convient (TMM 2016 Toshiba, HM 6116 Harris ou MK 4802 de Mostek), mais nous n'avons à ce jour pu vérifier que le fonctionnement avec des Mostek.

Cette modification ne suffit cependant pas, à elle seule, à permettre l'adressage de la RAM ; en effet, il faut aussi corriger le contenu de la PROM de décodage d'adresse CPU09-1 pour valider la mémoire sur 1 Ko de plus. La RAM initiale étant située de EC00 à EFFF, il est logique de mettre la RAM 2 K de E800 à EFFF. Pour ne pas avoir à modifier la majorité de vos logiciels, il faut cependant éviter de déplacer les périphériques placés sur la carte CPU09 et situés aux adresses EB00 à EBFF ; pour ce faire, nous avons adopté la solution suivante : la RAM 2 K va de E800 à EFFF avec un trou de 256 octets de EB00 à EBFF. Pour curieuse qu'elle soit, cette solution est logique et vous permet, sans modifier aucun logiciel existant, de bénéficier de 768 octets supplémentaires.

La modification à réaliser sur le contenu de la PROM CPU09-1 est indiquée figure 14. Il n'est pas nécessaire que vous vous procuriez une 7611 vierge pour ce faire, puisque l'on se contente de programmer des bits qui avaient été laissés vierges sur la CPU09-1 initiale. La modification peut être faite avec le programmateur de PROM du système ou, plus économiquement, avec le petit program-

ADRESSE	CPU09-1 1 KRAM	CPU09-1 2 KRAM
00 à E7	E	E
E8	E	B
E9	E	B
EA	E	B
EB	7	7
EC à EF	B	B
F0 à FF	D	D

Fig. 14. – Modification du contenu de CPU09-1 pour pouvoir utiliser 2 K de RAM sur la carte CPU09.

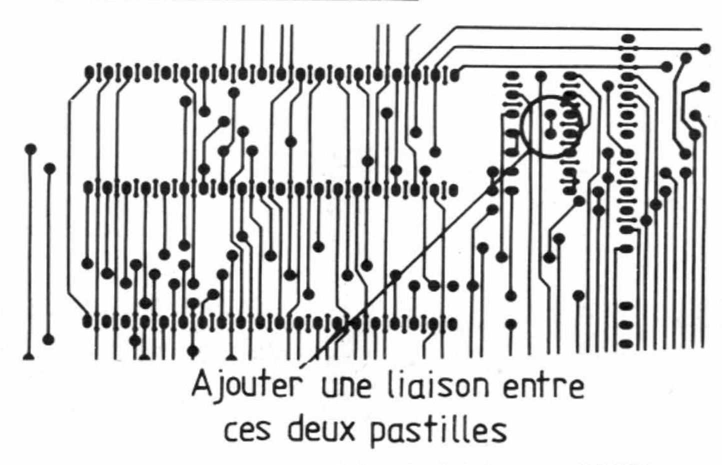


Fig. 15. – Correction d'un oubli sur le circuit imprimé de la carte CGC09.

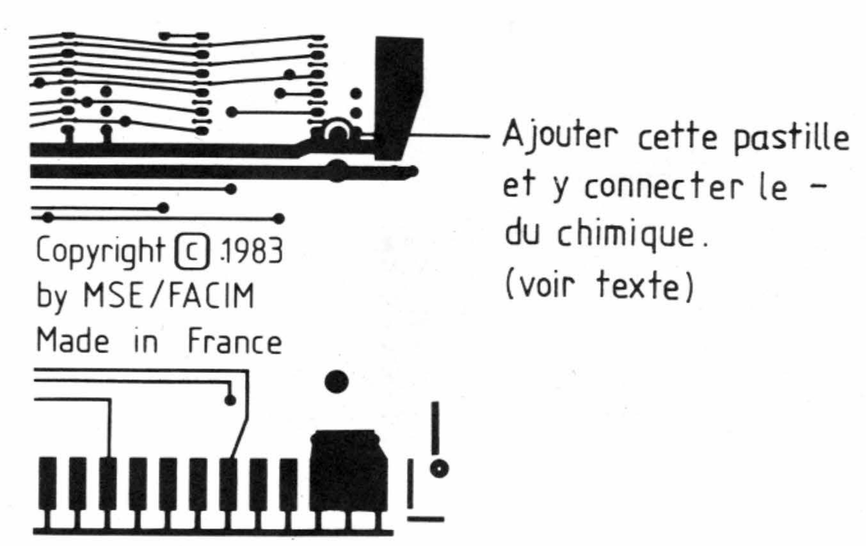


Fig. 16. – Pour que le chimique de découplage d'UVP09 serve à quelque chose.

mateur manuel présenté dans notre numéro de mai.

Attention, si vous voulez essayer votre nouvelle RAM, à ne pas faire de commande du style I E800 EFFF XX car vous initialiseriez aussi les 256 octets réservés aux circuits périphériques de la carte CPU09, ce qui vous obligerait à faire un reset !

Errare humanum est

Deux petites erreurs sans gravité nous ont été signalées sur des circuits imprimés récents. La première concerne la carte CGC09 sur laquelle il manque un minuscule morceau de piste, côté cuivre, sous le 7400 se trouvant à peu près au centre de la carte. La figure 15 montre comment remédier à cet oubli pratiquement sans conséquence visible.

La deuxième erreur est encore moins importante et concerne la carte UVP09 sur laquelle le chimique de découplage du + 5 V est branché entre le + 5 V et... le + 5 V ! La figure 16 montre comment corriger facilement cette erreur en perçant un trou tangent à la piste de masse et en y plaçant la patte – du chimique.

Les premières versions de ces circuits, fournies par Facim, comportent ces erreurs qui étaient passées totalement inaperçues lors de notre contrôle avant mise en fabrication des premiers lots de circuits.

Conclusion

Nous en resterons là vu la minceur de ce numéro estival et vous donnons rendez-vous au mois prochain pour un article essentiellement logiciel avec l'utilisation des pages mémoire comme pseudo-disques entre autres choses.

Pour ceux d'entre vous qui attendent la carte devant succéder à IVG09 annoncée dans notre numéro de mai, soyez rassurés, elle n'est pas tombée aux oubliettes mais subit de petits retards de fabrication indépendants de notre volonté. Soyez assurés que nous vous la présenterons dans ces colonnes dès que possible.

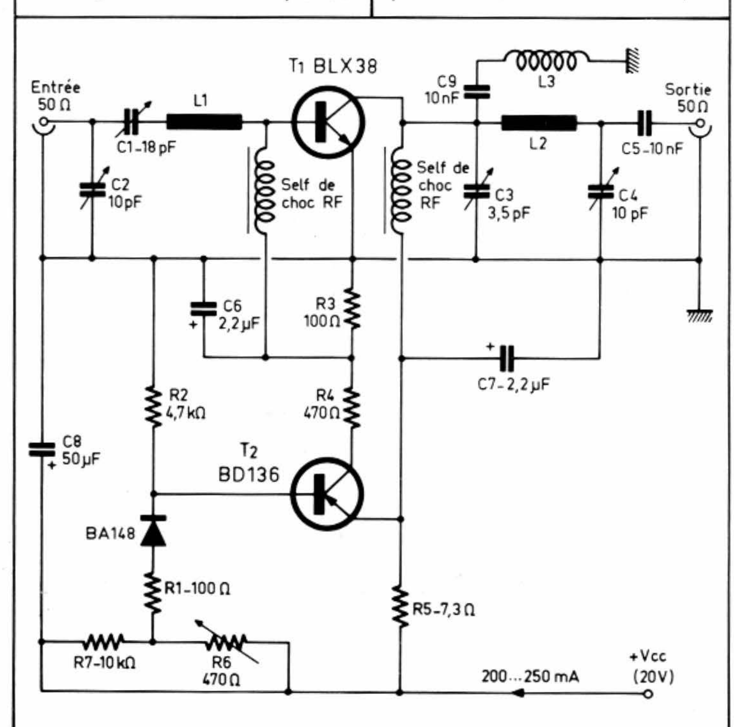
C. TAVERNIER

AMPLIFICATEUR TV POUR BANDES IV ET V

Dans l'un des plus récents de ses manuels techniques, RTC propose un montage pour le transistor BLX 38, destiné, en principe, à un préamplificateur pour émetteur de TV, mais qui semble tout aussi bien utilisable, du moins dans son principe, pour une installation d'antennes collectives ou encore à l'émission amateur en UHF.

Alimenté sous 20 V, ce montage délivre une puissance TV de 0,8 W avec un gain en puissance de 5,7 dB à 860 MHz. La distorsion d'intermodulation d'ordre 3, mesuré en présence des fréquences de 500 et de 505 MHz, avec alimentation sous 20 V, 230 mA et V_o = 60 dBmV, est de – 59 dB.

L'une des particularités du montage – applicable, d'ailleurs, à tout autre amplificateur HF de puissance – réside dans l'utilisation d'un transistor PNP de moyenne puissance, BD 136, pour la stabilisation du point moyen de fonctionnement. L'intensité d'alimentation de T_1 passe dans la résistance d'émetteur de T_2 dont le circuit de collecteur commande, par la chute de tension dans R_3, la polarisation de base de T_1. Si l'intensité de collecteur de ce dernier tend à augmenter pour une raison quelconque (échauffement, désadaptation), la tension aux bornes de R_5 tend également à augmenter. Mais comme la tension de base de T_2 se trouve imposée par un diviseur (R_1, R_2, R_6, R_7 + diode), l'augmentation supposée détermine une diminution du courant de base de T_2. Il en résulte une diminution du courant de collecteur de T_2, donc de la tension aux bornes de R_3. L'augmentation initiale se trouve ainsi compensée par une diminution de la polarisation de base de T_1.



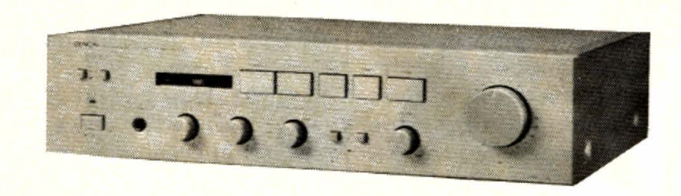
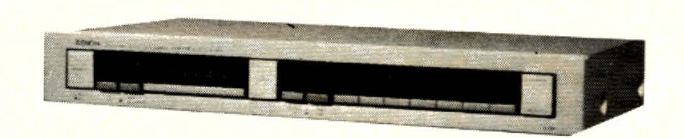
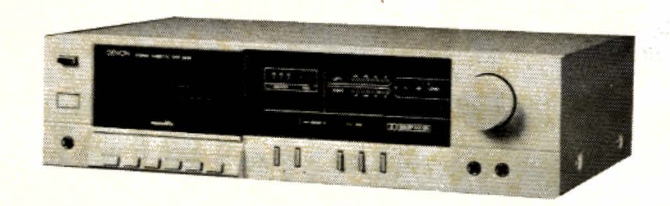
Il reste à signaler que le BLX 38 est fourni en boîtier SOT 36, et qu'il existe également une version BLX 38 C, en boîtier FO 38, ainsi qu'une version BLX 38 D, en boîtier FO 58. La dissipation maximale est de 7 W dans tous les cas.

Liste des composants

C_1 : 18 pF max
C_2, C_4 : 10 pF max
C_3 : 3,5 pF max
C_5, C_9 : 10 nF
C_6, C_7 : 2,2 µF
C_8 : 50 µF
R_1, R_3 100 Ω
R_2 : 4,7 kΩ
R_4, R_6 : 470 Ω
R_5 : 3 × 22 Ω en parallèle
R_7 : 10 kΩ
L_1 : ruban 4,2 mm × 25 mm ; Z_C : 50 Ω, verre téflon, ép. 1,6 mm
L_2 : ruban 4,2 mm × 20 mm ; Z_C : 50 Ω, verre téflon, ép. 1,6 mm
L_3 : 3 spires fil de cuivre de 0,3 mm, pas : 1,5 mm, diam. int. : 1,5 mm

Manuel Technique RTC « Transistors large bande » additif à l'édition 1982

Sélection de chaines HIFI

CHAINE DENON 710

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DENON PMA-710,**
– une table de lecture **AKAI APQ 310,**
– deux enceintes acoustiques **3A – A 340.**

L'amplificateur DENON PMA-710 :
Puissance : 2 × 40 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,03 % (20 à 20 000 Hz).
Bande passante : 5 à 150 000 Hz (+ 0, – 3 dB).
Rapport signal/bruit : phono : 72 dB ; aux. : 96 dB.

La table de lecture AKAI APQ 310 :
Platine tourne-disque à entraînement direct, régulation par quartz.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 65 dB.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

L'enceinte acoustique 3A – A 340 :
Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz.
Distorsion : 0,8 %.
Sensibilité : 91 dB/ 1 W/ 1 m.

CHAINE DENON 730

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **DENON PMA-730,**
– un tuner **DENON TU 750 S,**
– une table de lecture **AKAI APQ 310,**
– un magnétocassette **DENON DR 170,**
– deux enceintes acoustiques **SIARE DF 300.**

L'amplificateur DENON PMA-730 :
Puissance : 2 × 60 W/8 Ω.
Distorsion : 0,09 % (20 à 20 000 Hz).
Bande passante : 4 à 160 000 Hz (+ 0, – 3 dB).
Rapport signal/bruit : phono MC : 70 dB ; phono MM : 86 dB ; aux. : 106 dB.

Le tuner DENON TU 750 S :
Gammes d'ondes : FM - GO.
Sensibilité FM : 1,8 µV.
Sélectivité FM : mono : 80 dB ; stéréo : 70 dB.
Bande passante : 20 à 15 000 Hz (+ 0,2 dB ; – 1,5 dB).
Sensibilité GO : 18 µV.
Séparation stéréo : 55 dB (à 1 000 Hz).

La table de lecture AKAI APQ 310 :
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Rapport signal/bruit : 65 dB.
Platine tourne-disque à entraînement direct et régulation par quartz.

L'enceinte acoustique SIARE DF 300 :
Enceinte à 3 voies.
Puissance : 80 W.
Impédance : 8 Ω.
Rendement : 92 dB/ 1 W/ 1 m.

L'ENCEINTE ACOUSTIQUE 3A – HP 110 SERIE DIGITALE

Puissance admissible : 150 W.
Puissance nominale : 110 W.
Impédance d'entrée : 4/8 Ω.
Courbe de réponse : 50 à 20 000 Hz.
Distorsion harmonique : 1 %.
Sensibilité (bruit blanc) : 95 dB.
Nombre de voies : 4.
Haut-parleurs : grave : 2 H.P. de Ø 21 cm ; médium : 1 H.P. de Ø 9 cm ; aigu : pavillon exponentiel.
Principe acoustique : Bass-Reflex.
Dimensions : 320 × 800 × 240 mm.



LE MULTIMETRE PHILIPS PM 2518 X

Philips vient de présenter deux nouveaux multimètres. Identiques d'apparence, on les distingue pourtant par la présence, sur le plus élaboré, d'un dispositif d'éclairage qui illumine l'afficheur à cristaux liquides d'une belle lueur verte... Le PM 2518 X.
Il pèse environ 700 g ; une béquille permet de le poser. Il mesure 17 × 11,8 × 55 mm, une taille légèrement supérieure à celle de nombreux multimètres contemporains. Deux prises latérales reçoivent des cordons très spéciaux, une troisième sera utilisée pour la mesure des courants forts. Une seule manette suffit à la sélection de fonction courante ; quelques touches à faible course réparties sur le côté et en bas complètent son action.

Le PM 2518 X est alimenté par quatre piles de 1,5 V disposées dans un logement que l'on ne pourra ouvrir qu'à l'aide d'un outil ; sécurité avant tout, c'est la législation allemande qui l'exige. Ces piles R_{14} assurent une autonomie supérieure à 400 heures pour la version sans éclairage, et à 200 heures, avec éclairage. Pour économiser l'énergie, plusieurs mesures ont été prises. La première consiste à n'allumer l'afficheur que lorsque cela devient nécessaire. Une photorésistance placée dans le cerclage transparent de l'afficheur capte la lumière externe et déclenche l'éclairage. Au bout de 30 secondes, s'il n'y a pas eu de mesure, l'éclairage se coupe ; il reviendra automatiquement au moment de la sélection d'une nouvelle fonction ou lorsque le microprocesseur interne aura déclenché le changement automatique de gamme. Enfin, si vous laissez votre multimètre allumé sans y toucher, il s'éteindra de lui-même au bout d'une demi-heure. Vous pourrez également utiliser pour l'alimentation une source de 9 V continue externe. Les piles dureront donc plusieurs mois en utilisation non continue. La faible consommation rend l'emploi de piles plus intéressant que celui de batteries sujettes à une autodécharge et demandant un certain soin.

Les gammes

Le sélecteur dispose de huit positions. Certaines sont utilisables avec une sonde externe disponible en option, sonde RF ou de température. Pour ces positions, le mode « Probe » s'inscrit dans l'afficheur. Le multimètre PM 2518X offre des gammes traditionnelles : tensions alternative et continue de 1 à 1 000 V, courant continu et alternatif... 20 mA à 10 A avec possibilité de tenir 20 A pendant 30 secondes ; pour la mesure des résistances, les six gammes vont de 1 kΩ à 100 MΩ. En plus, Philips a prévu une gamme pour tester des diodes avec lecture de tension directe, un contrôleur de continuité avec signal sonore (sonnette) ; pour les tensions alternatives, une échelle décibel couvre la gamme de − 51 à + 43 dBm, avec une résolution de 0,1 dB au-dessus de 10 mV et de 1 dB au-dessous. Le multimètre est un 4 digits, la gamme 1 V offre donc une résolution de 100 µV. La précision de ce multimètre est de 0,1 %.

Elle permet de bénéficier de tous les chiffres de l'afficheur. Certains appareils ont leurs derniers chiffres erro-

nés, mais permettent néanmoins une comparaison de résultats. Sur cet appareil, nous avons une possibilité de mesure relative ; la touche de zéro met en mémoire une valeur de tension, de résistance ou de courant, et les mesures se feront alors par rapport à la valeur précédente, une fonction utile par exemple pour apparier des résistances ou encore des diodes ; la valeur de référence peut être rappelée à tout instant. La commutation des gammes est automatique, le microprocesseur se charge de la gestion interne et donne un affichage rapide et facile à lire. On peut également passer en manuel (indispensable par exemple pour bénéficier de la gamme 100 Ω) ; on manipulera alors deux touches pour passer à la gamme supérieure ou inférieure. En cas de dépassement, l'afficheur signale la surcharge et, si le bruiteur est commuté, il signalera le dépassement.

Particularités

Pour la mesure des tensions alternatives, on bénéficie d'une mesure efficace vraie pour un facteur de forme inférieur à 2 ; en cas d'erreur de mesure, due à un facteur de forme trop élevé, une flèche apparaît. Ce multimètre permet de travailler en audio avec une précision dépendant de la fréquence. A 20 kHz, cette précision sera de 5 %, alors qu'elle est de 0,5 % à 1 kHz. Une erreur tout à fait acceptable dans cette discipline.

Philips propose en option une sonde à mémoire ; cette sonde permet de conserver en mémoire une information, même lorsque la pointe de touche n'est plus en contact avec le point de mesure.

Le choix des gammes, la présence de l'échelle des décibels, la possibilité de mesures relatives, la classe de l'instrument permettent de l'utiliser aussi bien en déplacement qu'en labo, à poste fixe ; on l'appréciera en sonorisation, aussi bien pour tester les tensions du secteur que pour vérifier la présence des signaux audio, peut être pas en sortie de micro mais presque ! Son système d'éclairage rendra de grands services en intérieur ou pour des dépannages nocturnes ou en coulisses, sans risque de panne d'alimentation : la consommation est faible.

Signalons les précautions prises sur le plan de l'isolement de l'appareil et de ses cordons de mesure. Lorsqu'une tension supérieure à 100 V se présente à l'entrée du contrôleur, un éclair (un peu trop discret) s'affiche pour signaler un risque ; on aurait aussi pu faire couiner le bruiteur... Les fiches des cordons sont de type mâle, entourées d'un tube de matière plastique isolante, cordons débranchés, on ne pourra faire de court-circuit entre fiches. L'autre extrémité des cordons est conçue de la même façon ; on installera des pointes de touches ou des fiches bananes spéciales à la partie femelle protégée par une gaine plastique.

Technique

La technique de l'éclairage électroluminescent n'est pas vraiment nouvelle, on la trouve par exemple dans certaines veilleuses alimentées directement sur le secteur et utilisant une plaque électroluminescente comme source. Cette source, dite à électroluminescence intrinsèque, est en fait un condensateur dont le diélectrique renferme des particules de phosphore qui émettent un rayonnement lorsqu'elles sont stimulées par une tension alternative. La couleur de l'éclairage dépendra du phosphore utilisé. La tension variera entre 50 et 240 V et la fréquence entre 100 Hz et 4 kHz. La source utilisée ici est un modèle 60 V/1,5 kHz qui demande 1 mA, soit une puissance de 60 mW, fournie par un convertisseur CC/CA. L'un des points forts de cette source est sa robustesse. En outre, sa structure en plaque se prête tout à fait à l'éclairage d'un panneau à cristaux liquides, sa durée de vie à éclairement moitié est de 10 000 heures, quand vous aurez usé 50 jeux de piles... Comme le convertisseur délivre une tension sinusoïdale, les interférences ne sont pas mesurables. La figure 1 donne la structure de cette source.

Sur le plan circuits, Philips ne fait pas appel à une intégration à très grande échelle, solution retenue par les fabricants de multimètres économiques utilisant en général les circuits d'Intersil. Philips utilise plusieurs circuits spécifiques, comme le montre le synoptique de la figure 2. Nous avons ici plusieurs sections. Une prise per-

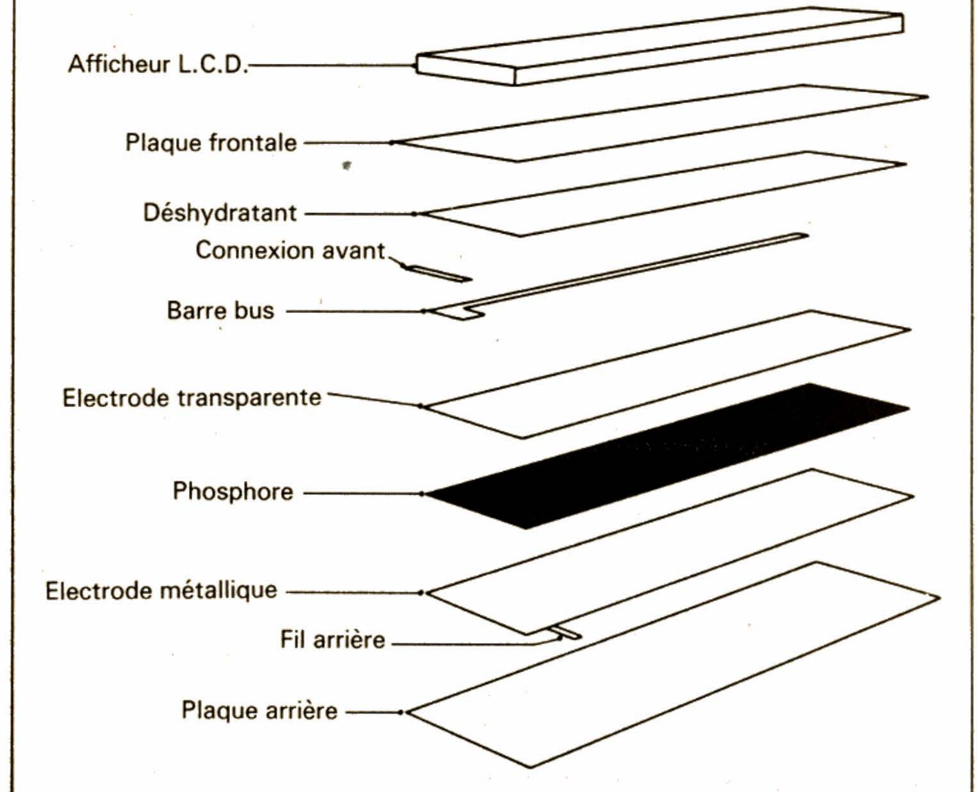


Fig. 1. – Système d'éclairage électroluminescent du FM 2518. Il est excité par un convertisseur CC/CA.

met de relier l'appareil aux sondes et à une interface IEEE 488 permettant d'exploiter automatiquement le multimètre et sa section mesure. Un microprocesseur programmé par masque gère les fonctions, les changements de gamme, l'éclairage et l'afficheur. Nous avons ensuite les systèmes de mesure, reliés d'une part aux entrées, et d'autre part au convertisseur analogique/ numérique. Un contrôleur se charge d'assurer les commutations des divers blocs fonctionnels et de traiter le signal numérique du convertisseur. Enfin, un circuit commande, à partir des informations du microprocesseur, l'afficheur, en lui fournissant les différents niveaux.

Le point important de ce synoptique, c'est la liaison assurée par les lignes de communication installées en haut du schéma. Il ne s'agit pas en effet de lignes symbolisant des liaisons parallèles multiples, mais de bus d'intercommunication entre circuits, système de bus dit IIC (ou I_2C) et normalisé par Philips et Intel. Dans ce système, chaque circuit dispose de son adresse particulière à 7 bits et ne répond que si on l'interroge. Le système de reconnaissance d'adresse n'occupe, sur la puce, qu'une surface d'1 mm². La technique du bus IIC permet aussi, au stade de la fabrication, d'automatiser les réglages.
La vitesse de travail dans ce bus est de 100 K-bits/seconde. Avec ce système, le dispositif de mesure a été divisé en trois modules fonctionnels : un convertisseur A/N delta à 11 000 points, un convertisseur de valeur efficace et une source à courant constant. Ces trois circuits totalisent 60 broches !

Cette technique de bus facilite aussi la reconnaissance des pannes grâce à un adaptateur spécialisé.

Sur le plan fabrication, nous remarquons l'absence quasi totale de vis. Tous les composants s'emboîtent les uns dans les autres. Les deux moitiés du boîtier se verrouillent entre elles par clips, d'où un sérieux gain de temps en fabrication (50 % annonce le constructeur). Cette économie ne se traduit pas par un prix de vente excessivement bas, Philips ayant pris l'option de doubler les capacités de l'instrument...

Conclusions

Nous avons pu utiliser ce multimètre quelque temps et apprécier ses possibilités. Nous avons oublié, involontairement, de l'arrêter : il l'a fait tout seul. Il coupe également son éclairage au bout des 30 secondes promises, et nous avons constaté, une fois la première surprise passée, qu'il suffisait de changer la place de la pointe de touche pour que l'éclairage reparte (comme le changement de gamme est automatique, le seul déplacement de la pointe de touche commande le processus de recherche). La touche à pointe plaira ou pas, mais, comme les prises d'entrée peuvent recevoir des fiches bananes de 4 mm, et que la pointe de touche peut être remplacée par une fiche banane (fournie), on pourra mettre ses grip-fils favoris en bout de cordon,

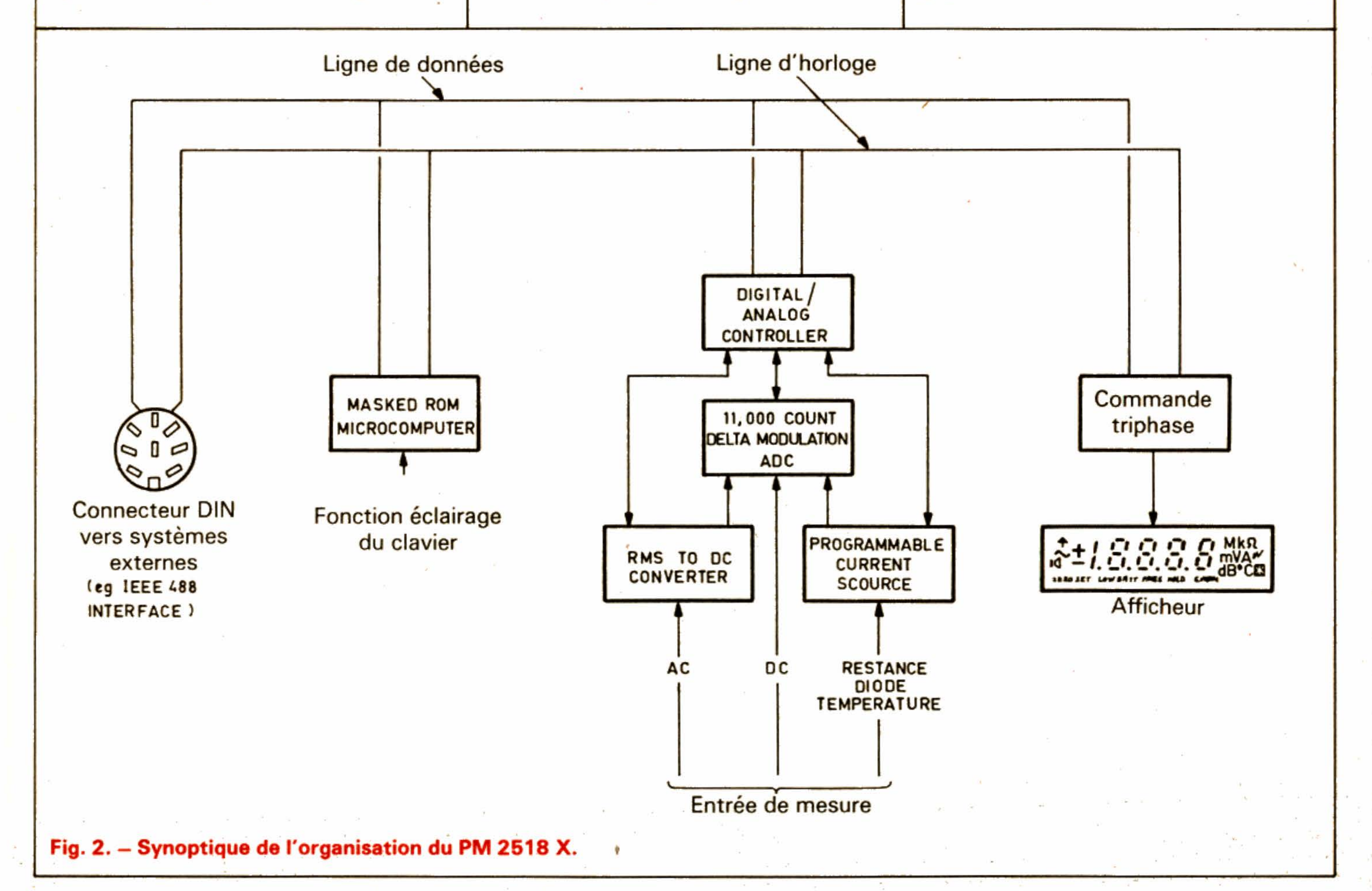


Fig. 2. – Synoptique de l'organisation du PM 2518 X.

cordons qui, soit dit en passant, sont d'une souplesse bien agréable. On appréciera aussi, pour la mesure des résistances de faible valeur, la possibilité d'annuler la résistance des cordons par le réglage automatique du zéro, sans oublier que le dernier digit n'est garanti qu'à ± 1. L'échelle des décibels offre beaucoup d'intérêt en audio ; là encore, l'indication relative rendra bien service. On n'attendra tout de même pas du PM 2518X des mesures très précises pour de très basses tensions ; malgré sa précision, c'est encore un multimètre avec des gammes « multimètre » et, comme sa précision est de 0,1 % et qu'il affiche 4 digits (et non 3,5), vous pourrez tout de même profiter d'une bonne sensibilité. Terminons tout de même avec une information utile : le prix. Sans éclairage, le PM 2518X est proposé à 1 900 F, en version 11, avec éclairage, son prix passe à 2 350 F HT. Un rapport qualité/prix fort intéressant. Pensez aux mesures relatives et aussi aux décibels... On ne les trouve pas partout.

Etienne LEMERY

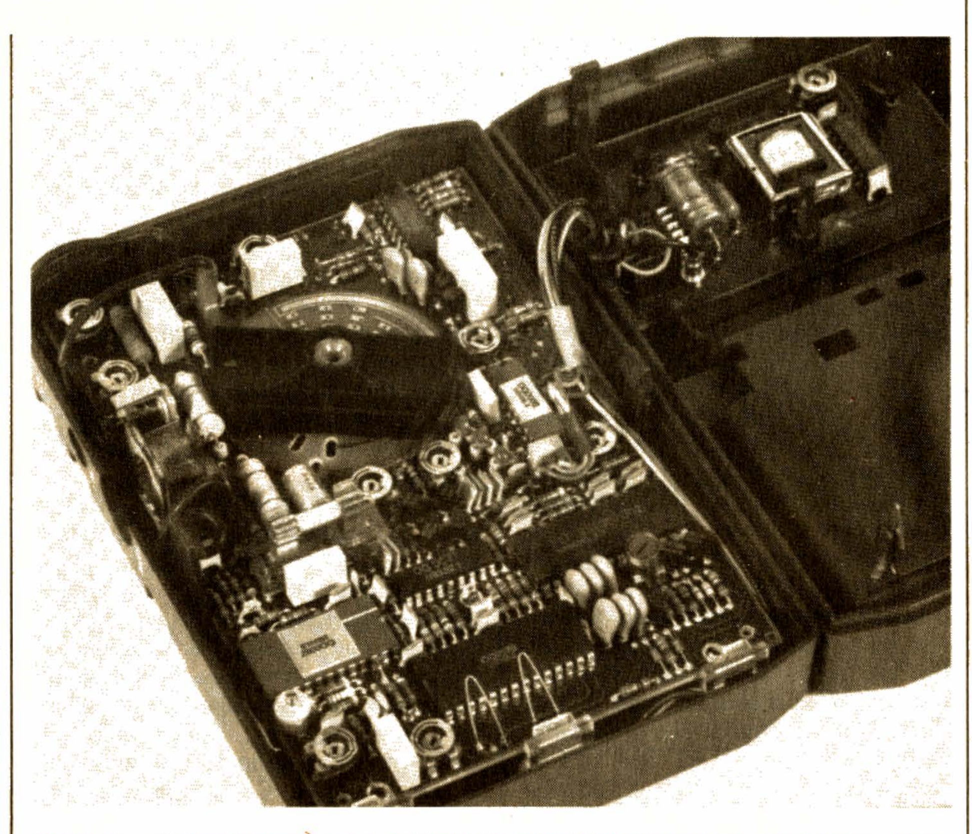


Photo A. – L'électronique avec, à droite, le circuit d'allumage de l'afficheur. Cinq des circuits intégrés ont été fabriqués « sur mesures »...

Bloc-notes

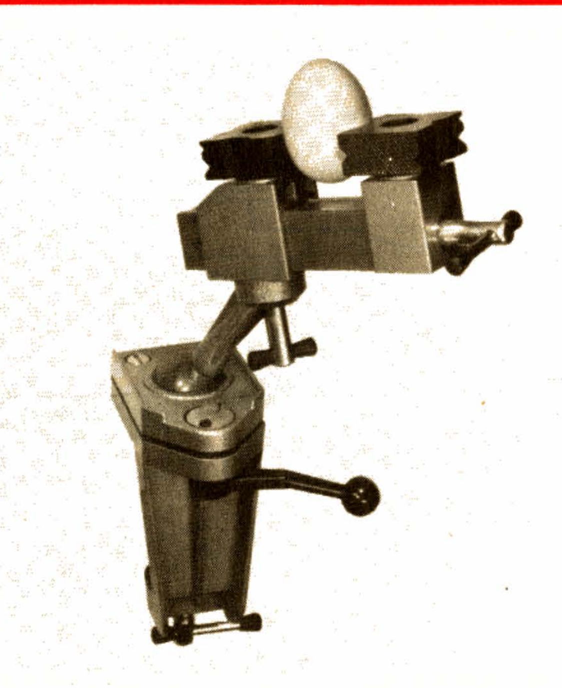
UN ETAU A ROTULE POUR OBJETS FRAGILES

Le « Serre-tout » se fixe sur l'établi par presse ou tirefonds. Grâce à sa rotule, sa tête peut être immobilisée en toutes positions et présenter successivement la pièce sur chacune des face où l'on doit intervenir.

Les mors spéciaux sont tournants et possèdent quatre profils différents : ils sont construits en métal ou en matière plastique et permettent ainsi le serrage de pièces de forme et de nature très différentes : un objet aussi fragile qu'un œuf peut être immobilisé sans cesse par ces mors spéciaux.

Le « Serre-tout » est l'auxiliaire précieux, dans les ateliers de petit outillage et d'électricité, les laboratoires, les ateliers d'électronique, métrologie, horlogerie, bijouterie, optique, modélisme, etc.

Il est proposé en plusieurs modèles qui se distinguent par leur dimension et leur mode de fixation.



Pour tout renseignement : Sorelia, B.P. 88, 92704 Colombes.

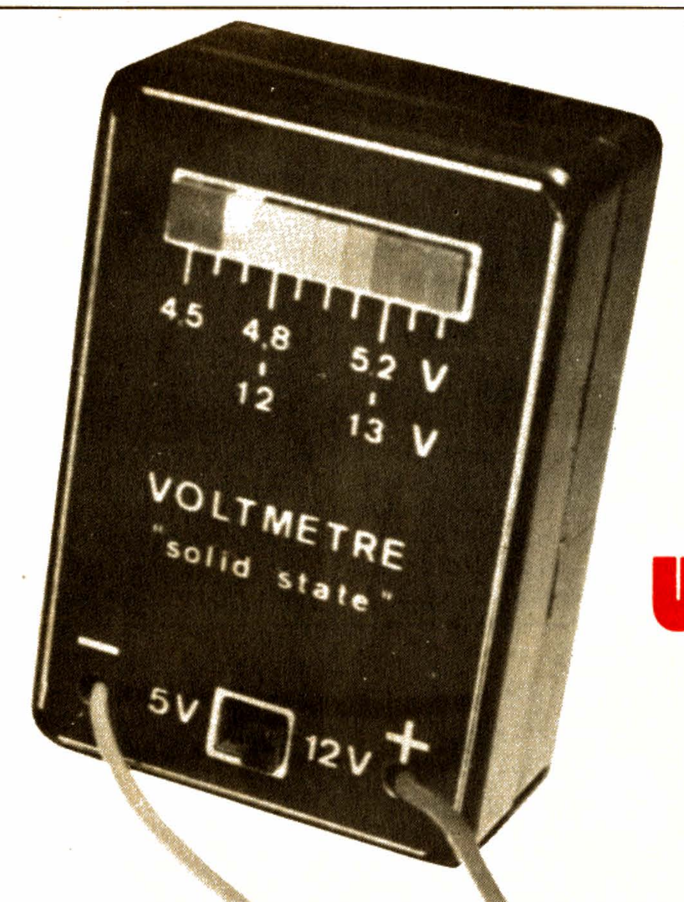
STAGE DE FORMATION A L'ENREGISTREMENT STEREO ET AU MONTAGE

L'Ecole nationale Louis-Lumière organise, du 22 au 30 octobre 1984, un stage de formation à l'enregistrement stéréo et au montage.

Ce stage abordera l'acoustique des instruments, le travail sur la partition, les problèmes spécifiques de la prise de son musicale et le montage des enregistrements.

Les séances d'enregistrement se dérouleront sous la direction de Georges Kisselhof.

Pour tout renseignement et inscriptions : Ecole nationale Louis-Lumière, Centre de formation continue, 8, rue Rollin, 75005 Paris. Téléphone. : 329.51.23.



REALISEZ UN VOLTMETRE A LED

Combien de fois n'avez-vous pas pesté sur le terrain de vos évolutions en constatant que si vous aviez un voltmètre, vous pourriez savoir si votre batterie est réellement à plat, ou si c'est l'interrupteur qui est mauvais, ou si c'est le cordon qui est coupé ! Hélas, tous les modélistes ne possèdent pas un contrôleur universel – et c'est bien dommage –, mais même ceux qui possèdent cet appareil l'ont rarement dans leur boîte de terrain, considérant que cet appareil fragile et coûteux est bien mieux, au chaud, dans l'atelier ! C'est donc pour répondre à ce petit problème que nous vous proposons un voltmètre entièrement statique, rustique et vraiment peu fragile !

I – Le schéma

Notre voltmètre utilise un circuit spécial de NS : le LM3914. Ce circuit intégré, encapsulé dans un boîtier DIL à 18 broches est un détecteur de niveaux. On en trouve le schéma de structure en figure 1. Comme cela est bien visible sur cette figure, le LM3914 comprend 10 comparateurs de tension. Ces comparateurs reçoivent sur leurs entrées négatives connectées en parallèle le signal à mesurer, tandis que leurs entrées positives sont raccordées séparément à un échelon de tensions, réalisé à l'aide d'un diviseur de potentiel alimenté par une tension de référence, interne ou externe. Notons que dans la figure 1, c'est la référence interne qui est employée. Cette source disponible sur le picot 7 donne une tension stable de 1,25 V entre ce picot et le picot 8 REF/adj. En montant le LM3914 conformément au schéma de la figure 2, il est possible d'avoir une tension de sortie ajustable entre 7 et masse. Dans cette configuration, on a : $V_{out} = V_{ref} (1 + R_2/R_1) + 1_{adj} R_2$.

En se reportant au schéma réel du montage, figure 3, on pourra constater que nous avons retenu ce mode de fonctionnement, avec ajustage du rapport des résistances R_1 et R_2 précédentes par P_2.

Le pont diviseur interne de la tension de référence est constitué de 10 résistances de 1 kΩ. Normalement, voir figure 1, l'extrémité basse du diviseur est connectée à la masse et dans ces conditions, la mesure se fait du maximum prévu par le calibrage, à 0. Par contre, dans le schéma réel retenu, cette extrémité basse est reliée à un point intermédiaire de la chaîne R_1 et R_2. Dans ces conditions, le système mesure entre le maximum précédent et la tension du point intermédiaire. On obtient un voltmètre à échelle **dilatée,** ce qui permet d'avoir une meilleure précision, dans le cas où la mesure se fait toujours dans une fourchette serrée de valeurs. C'est précisément le cas du montage envisagé, puisqu'il doit vérifier la tension d'un type donné de batterie.

Chaque comparateur peut alimenter directement une diode LED, sans résistance externe. On obtient donc finalement un échelon de 10 diodes donnant 10 points de mesure dans la gamme prévue.

Le LM3914 possède une commutation de modes, par son picot 9 : on peut choisir soit le mode **simple LED,** soit le mode **Bargraph.** Dans ce deuxième mode, plusieurs diodes consécutives s'allument en même temps, donnant une **barre** de longueur variable avec le niveau du signal mesuré.

Dans notre cas, comme le montre la figure 3, le montage entier doit être alimenté par la tension à mesurer. Il n'est donc pas question de travailler en bargraph, l'alimentation de

plusieurs diodes demandant trop de courant. Le picot 9 est laissé en l'air pour avoir le mode simple diode.

Il est cependant évident que pour alimenter un tel voltmètre, il faut une tension musclée ! C'est toujours le cas de nos batteries de radiocommande !

La diode D_1 protège l'électronique des inversions de polarité. Toute erreur de branchement, lors de l'utilisation sur le terrain, sera donc sans conséquence fâcheuse ! Comme nous l'avons dit ci-dessus, le voltmètre fonctionne en échelle dilatée, c'est-à-dire dans une plage réduite autour de la valeur typique qu'il doit mesurer. Le potentiomètre P_2 règle le point bas de cette plage, tandis que P_3 en règle le point haut. Ainsi, en gamme 5 V, P_2 est réglé pour que 4,5 V allument la première diode, tandis que 5,4 V allument la dernière grâce au réglage de P_3. On a donc un écart de 0,1 V exactement en passant d'une diode à l'autre. Pour les valeurs intermédiaires entre dixièmes de volt, deux diodes consécutives vont s'allumer.

Les trois diodes inférieures sont rouges, indiquant une tension trop basse et donc dangereuses. (4,5 V, 4,6 V, 4,7 V). Les quatre diodes centrales sont vertes, indiquant une tension normale. (4,8 V, 4,9 V, 5,0 V, 5,1 V). Enfin les trois dernières sont jaunes, indiquant une batterie très bien chargée (5,2 V, 5,3 V, 5,4 V). D'un simple coup d'œil, vous serez ainsi renseigné sur l'état de charge de votre batterie 4,8 V !

La tension à mesurer est appliquée sur l'entrée 5 du LM3914, par un pont diviseur de trois résistances de 10 kΩ Ceci en gamme 5 V.

Pour mesurer 12 V, il suffit de modifier ce pont

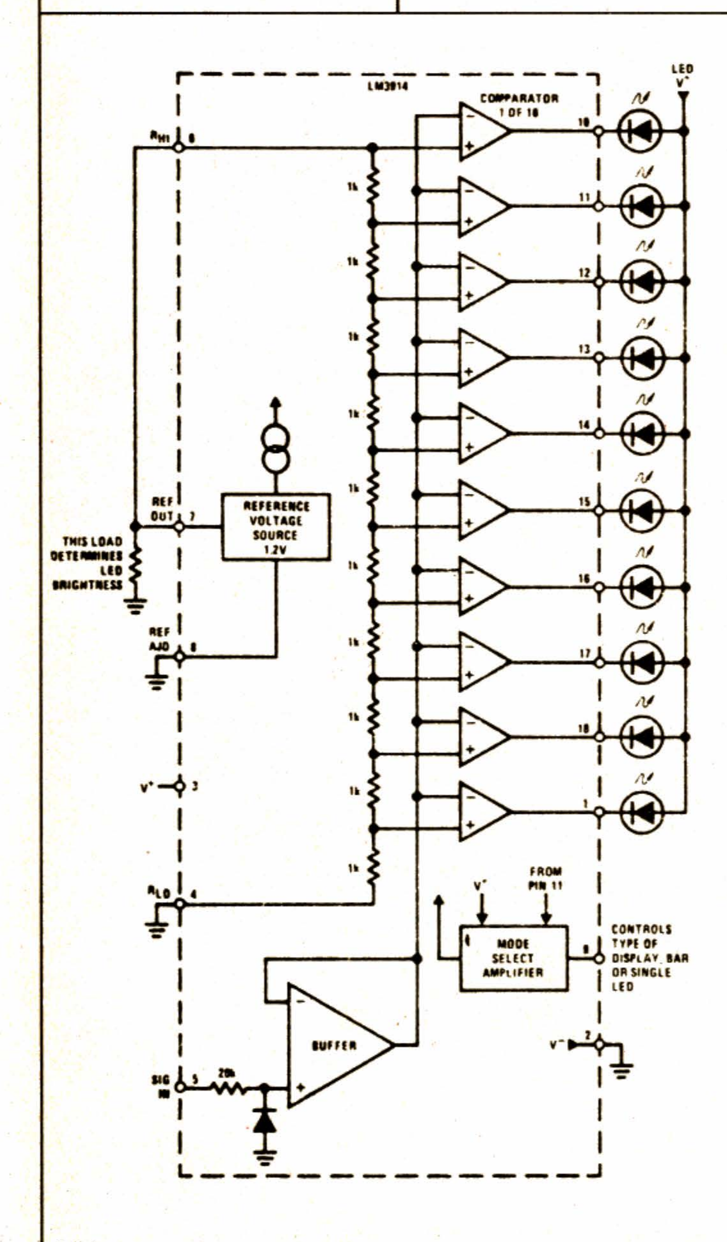


Fig. 1. – Schéma de structure du LM 3914.

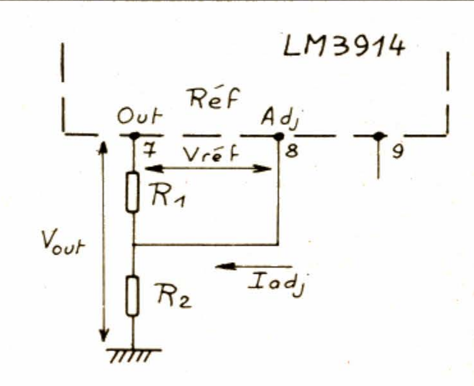


Fig. 2. – Obtention d'une tension de référence plus élevée.

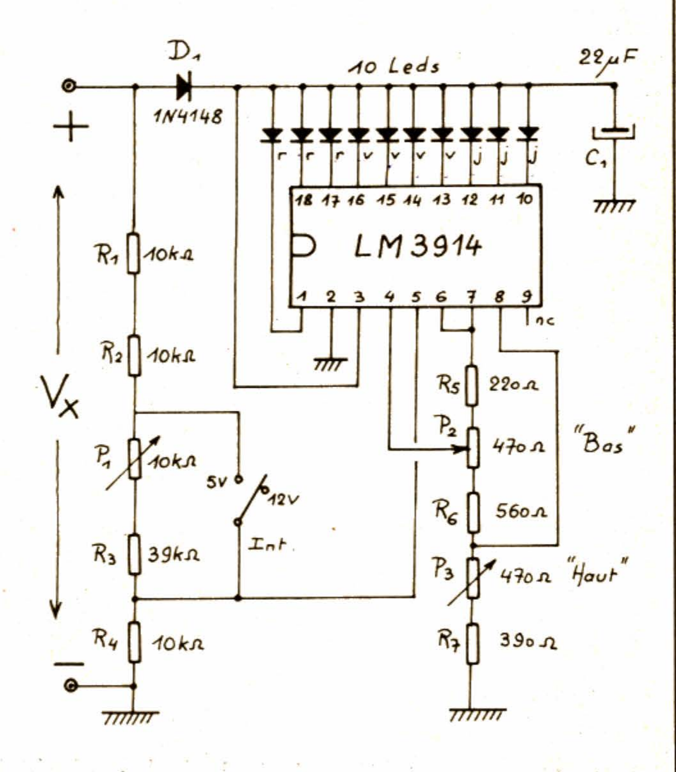


Fig. 3. – Schéma du voltmètre.

diviseur en conséquence, en intercalant P_1 et R_3 dans la branche d'entrée. P_1 sert ainsi au calage de la gamme haute. On le réglera pour allumer avec 12.00 V la quatrième diode Led, c'est-à-dire la première diode verte.

Le rapport de modification gamme 1 / gamme 2 étant de 12.00 / 4.80 = 2.5, les échelons de tension mesurables d'une diode à l'autre sont 2.5 fois plus grands en gamme haute qu'en gamme basse soit de 2.5 × 0.1 V = 0.25 V ou 1/4 V. Dans ces conditions, les diodes s'allument respectivement pour 11.25 V, 11.50 V, 11.75 V, 12.00 V, 12.25 V, 12.50 V, 12.75 V, 13.00 V, 13.25 V et 13.50 V.

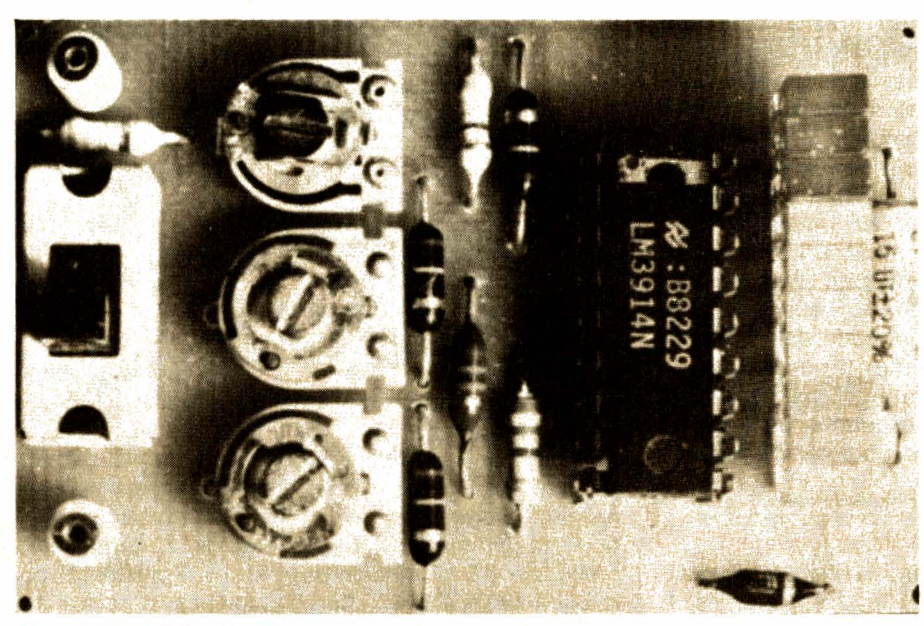
C'est une répartition très commode, ne posant aucun problème de lecture. Vous pouvez alors apprécier avec une excellente précision, la tension de la batterie de votre émetteur, celle de votre accu de démarrage ou même celle de votre automobile

Si la tension appliquée est excessive, sortant de la gamme prévue, la dernière diode Led s'allume en permanence. Si au contraire, cette tension est insuffisante, aucune des diodes ne s'allume. Notons cependant que la tension de fonctionnement minimum du LM3914 est de l'ordre de 3 V et que, si l'on descend à cette valeur, le circuit commence à bafouiller allumant anarchiquement les diodes.

II – Réalisation

1° Le circuit imprimé

Voir la figure 4. Il est en époxy simple face de 15/10. On peut à la rigueur le dessiner à la main. L'auteur peut fournir un film orange pour réalisation photo. Percer tous les trous à 8/10. Agrandir à 10/10 les trous de l'interrupteur et à 12/10 ceux des résistances ajustables.



Un montage très simple.

2° Liste des composants

1 LM3914 N
3 diodes LED plates rouges
4 diodes LED plates vertes
3 diodes LED plates jaunes
1 1N 4148
1 inverseur 51MP de Jeanrenaud
1 support DIL 2 × 9 br.
2 douilles Comatel, réf. 23 00 032

Résistances 1/4 W, 5 %
1 220 Ω
1 390 Ω
1 560 Ω
3 10 kΩ
1 39 kΩ
1 ajustable type VA05H de 1 kΩ
2 ajustables type VA05H de 470 Ω

Condensateur
1 22 µF ch. 16 V
1 boîtier plastique SLM, réf. PT 24

N.B. Ces composants sont en principe disponibles chez SELECTRONIC, à Lille.

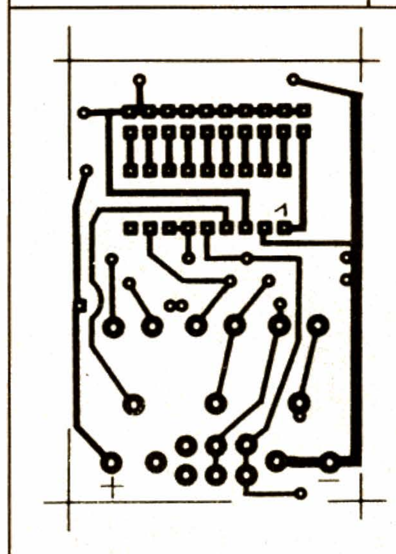


Fig. 4. – Circuit imprimé du voltmètre.

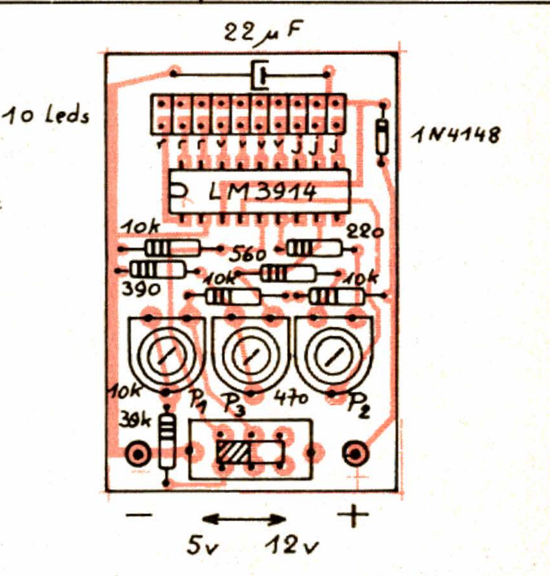


Fig. 5. – Implantation des composants.

3° Le montage

C'est l'affaire d'une demi-heure, en se référant à la figure 5. Le plus difficile est d'aligner les diodes LED, comme à la parade ! Bien sûr, on veillera à les placer dans le bon sens, à vérifier au préalable avec un ohmmètre. L'anode doit se trouver du côté de l'arrivée du +. Le sommet de chaque diode doit se situer à 15 mm au-dessus de la plaquette. Tous les autres composants à plat sur le CI, sans précaution particulière.

4° Essais et réglages.

Bien vérifier le travail. Souder les fils d'entrées + et – (si vous n'avez pas utilisé les douilles Comatel). Embrocher le LM3914 dans le bon sens. Commuter en gamme 5 V.

Dans l'idéal, pour un réglage parfait, il faudrait disposer d'une alimentation stabilisée à tension de sortie ajustable, mesurée par un voltmètre numérique. On pourra évidemment se contenter d'une source fixe, mesurée à l'aide du contrôleur universel. Dans le pire des cas, si l'on ne dispose même pas d'un contrôleur, se servir d'une pile 4.5 V neuve et d'une batterie 4,8 V, chargée à bloc. Dans ce dernier cas, commencer par mesurer la tension de la batterie 4.8 V et régler P_3 pour obtenir tout juste l'allumage de la dernière diode LED jaune. Puis mesurer la tension de la pile et régler P_2 pour obtenir de justesse l'allumage de la première des diodes rouges. Dans ces conditions, la gamme va, comme prévu, de 4,5 V (tension de la pile neuve) à 5,4 V (tension de la batterie en fin de charge).

Les amateurs disposant du matériel plus évolué, cité plus haut, n'auront aucune peine pour caler les points haut et bas de la gamme, avec plus de précision. Il reste maintenant à régler la seconde gamme. Les réalisateurs démunis mesureront simplement la tension d'une batterie de 12 V, au plomb, moyennement déchargée. La tension de ces générateurs, à courbe de décharge très plate, est très voisine des 12 V nécessaires. Régler alors P_1 pour avoir juste l'allumage de la première diode LED verte.

Le boîtier

Le montage rentre tout juste dans un boîtier SLM, type PT24. Il faudra évidemment y ménager les ouvertures nécessaires pour le passage des diodes et de l'interrupteur. Deux trous également pour les douilles d'entrée ou pour les fils s'ils sont soudés à demeure. Avec les douilles, les cordons de mesure sont détachables, ce qui est plus pratique pour le rangement de l'appareil.

Comme on le voit sur la photo de titre, le prototype a été agrémenté d'un Scotchcal, améliorant l'esthétique et facilitant la lecture des tensions mesurées.

F. THOBOIS

N.B. Cette description est l'une de celles que vous pourrez trouver dans l'ouvrage **Accessoires pour radiocommande** édité en collection poche par E.T.S.F. sous la plume de l'auteur de cet article. Ce petit livre de 128 pages contient bien d'autres descriptions intéressantes et utiles aux pratiquants du modélisme. On y trouve entre autre :
– un chargeur permettant de charger une batterie de 12 V avec 12 V !
– un GLOW-DRIVER performant avec découpage par circuit spécialisé ;
– un VARIATEUR pour commande de moteur électrique ;
– un SERVO-TREUIL pour voiliers ;
... et bien d'autres montages indispensables au modéliste pratiquant tant l'avion que le bateau !

Bloc-notes

LE RUBAN FM

La liste complète et précise (*) de toutes les stations émettant en modulation de fréquence dans votre région est imprimée sur les deux faces d'une bande (6 cm × 1 m) en plastique souple, facile à consulter.

Radios privées, locales, régionales et nationales y sont classées suivant la graduation numérique des fréquences, par département.

Vendu dans un boîtier cassette audio, le Ruban FM peut aussi se glisser dans une poche, se loger dans une boîte à gants, se poser sur un tuner, se fixer sur un meuble HiFi... Il se plie, se roule, sans s'altérer ni se déformer.

Actuellement disponible : région parisienne, Provence, Côte-d'Azur, Corse, et bientôt toute la France.



Il sera régulièrement réactualisé pour s'adapter à la mouvance des stations et aux décisions de la Haute Autorité.

On le trouve déjà au rayon « Accessoires HiFi » des trois FNAC, des Galeries Lafayette, du Printemps, au Multistore Hachette Opéra, dans les Magasins Plus, les Drugstores Publicis, chez Darty. Il est également distribué en librairie par Hachette.

Prix de vente : environ 32 F.

Pour tout renseignement : Ruban FM, 4, rue de Patay, 75013 Paris. Téléphone. : 570.78.00.

(*) Liste officielle de la Haute Autorité de la Communication audiovisuelle et de T.D.F.

midri

CREDIT 36 MOIS
LEASING 48 MOIS

NOUS RESTONS OUVERTS TOUT L'ETE

TOUTE LA GAMME power EN PROMOTION

CONSOLES MIXERS

power

MPK304 S. Mini préampli-mélangeur.
2 entrées phono stéréo, 1 entrée micro DJ. 2 entrées ligne stéréo. 2 correcteurs grave/aigu. Circuit de préécoute au casque des entrées et sorties de table. Potentiomètre d'entrée DS monté en contre-réaction. Diodes LED. De — 16 dB à + 4 dB. BP 10 Hz-30 kHz.

MPK 707.
Mélangeur stéréo 7 entrées. 2 phono stéréo. 2 entrées lignes stéréo. 1 DJ. 2 Aux. Equalizer 3 fréquences. Auto-Fade réglable. Préécoute stéréo au casque.

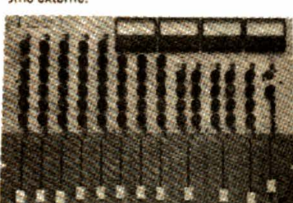
MPK 708.
Mélangeur stéréo à double entrée micro DJ avec centrale grave/présence/aigu et panoramique, 4 entrées micros commutables en 2 stéréo. Auto-Fade.

MPK 705 C.
Mélangeur stéréo universel. 6 entrées. Fader rectiligne. 2 VU-mètres de contrôle.

MPK 704.
Pupitre de prise de son et de mixage à 6 entrées ligne ou micro destiné à commander un magnétophone stéréo ou multipistes.

PMP 403.
Mélangeur universel pour cabaret, discothèque, audio-visuel, etc. 12 canaux d'entrée répartis en 3 voies universelles. 4 voies aux, micros ligne. 1 voie DJ. 1 entrée jingle. En sortie : 2 groupes stéréo plus 1 sortie light-show. La voie DJ (grave - aigu - présence - panoramique - dolby - phasing). Auto-Fade réglable. Monitoring.

PMP 803 S.
Mélangeur professionnel. 4 entrées stéréo micro/ligne avec électrostart. 3 entrées stéréo phono/ligne avec électrostart. 1 voies DJ. 2 sorties stéréo. 1 sortie mono. 1 sortie LIGHT-SHOW symétrique. Circuit AUTO-FADE. Alimentation autonome externe.



PR 1000. BROADCAST.
- 5 voies d'entrées stéréo micro/ligne avec électrostart.
- 3 voies d'entrée stéréo ligne avec électrostart.
- 2 voies d'entrées spéciales animateur.
- 3 entrées stéréo extérieures.
- 6 sorties (antenne, control-room, studio, 2 auxiliaires, enregistrement).
- 1 réseau d'ordre à 3 directions.
- Préécoute de toutes les voies d'entrées et sorties sur casque.

PR 1300. BROADCAST CONSOLE.
Cette console BROADCAST regroupe toute les possibilités inhérentes à une animation de style radio, discothèques, centre commercial. Permet l'animation par 2 personnes. 19 canaux d'entrées. 6 voies micro.
OPTIONS :
téléphone, horloge, intercom.

power AMPLIFICATEURS

- **APK 4600.** Puissance 2 × 220 W/4 ohms. 2 × 140 W/8 ohms. 1 × 450 W/8 ohms mono bridgé.
- **APK 2000.** 1 × 200 W/4 ohms, 1 × 140 W/8 ohms
- **APK 2000 T.** Idem plus transfo de ligne 100 volts
- **APK 2100 MKII.** 2 × 100 W/8 ohms
- **APK 2070.** 70 W/8 ohms

DOUBLE SIX

SERIE MKII. Ampli de puissance professionnel 2 × 140 W/8 Ω RMS. Bande passante 20 Hz-20 kHz. Distorsion 0,09 %. Rapport signal/bruit 100 dBA. Temps de montée 3 µs. VU-mètres à LED.
SOLO 12 MARK II. 300 W/8 Ω RMS ou 500 W/4 Ω RMS. B.P. 30 Hz-20 kHz.

EQUALISEURS

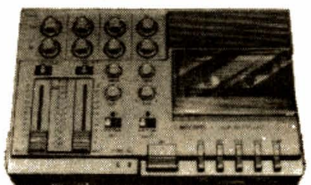
TPK 520.
Egaliseur graphique stéréo 10 bandes. Corrections ± 15 dB. Clé d'insertion à voyant LED. Permet le pass-by du correcteur. Sortie magnéto et réglage de sensibilité d'entrée avec indicateur de crête.
TPK 510.
identique au TPK 520 mais commandes gauche et droite par potentiomètre unique.
PEP 210.
Identique au TPK 520, toutefois, certaines particularités lui confèrent une très grande précision d'utilisation ; les potentiomètres sont remplacés par des curseurs rectilignes à points crantés et calibrés par bond de 3 dB. Le niveau de sortie de chaque voie est ajustable.

NOUVEAUTE. TEP 200. Egaliseur graphique 10 bandes de fréquences normalisées (ISO) par curseurs à point milieu cranté. Correction ± 15 dB. Voyant LED By-Pass.

FOSTEX

A8. Magnétophone 8 pistes 1/4 pouce. Dolby C. Monitoring.
A4. Magnétophone 4 pistes 1/4 pouce. Dolby C. Monitoring.
250. Mixer/lecteur de cassettes 4 pistes. Idéal pour maquette d'enregistrement.
350. Console 8 voies d'entrée, 4 voies de sortie. 1 monitor stéréo. Circuit monitor stéréo 8 pistes. 2 préamplis stéréo RIAA.

X 15. MULTIRACK
NOUVEAUTE



X 15. Multipiste portable. L'alimentation par batterie permet une aisance d'emploi inégalé par d'autres studios, cassette 4 pistes simultanées. Dolby B. Vitesse ajustable. Télécommande. VU-mètre 12 points. Mixage 4 × 2. Entrée micro-ligne. Egaliseur/correcteur.

VENTE PAR CORRESPONDANCE
UTILISEZ NOTRE BON DE COMMANDE PAGE SUIVANTE

ENCEINTES power

BB 2001. Enceinte 3 voies en 2 corps, un bass pin à pavillon exponentiel arrière EXPO 200 et un caisson médium/aigu. 300 W/200 W. 102 dB/1 W/1 m.
HX 250. Enceinte de très grande puissance pour discothèque et sonorisation mobile. 200 W maxi. BP 40 Hz-22 kHz. 102 dB/1 W/1 m.
HX 250. Enceinte de très grande puissance pour discothèque et sonorisation mobile. 200 W maxi. 8 Ω. BP 40 Hz-22 kHz. 102 dB/1 W/1 m.
HX 160. Enceinte pour discothèque et sonorisation mobile. 150 W maxi. BP 45 Hz-22 kHz. 101 dB/1 W/1 m.
H 15. Système 3 voies. 150 W. BP 45 Hz-22 kHz. 100 dB/1 W/1 m.
H 12 MKII. Système 3 voies. 100 W. BP 50 Hz-22 kHz. 98 dB/1 W/1 m.
H. Système 2 voies. 100 W. BP 50 Hz-17 kHz. 98 dB/1 W/1 m.
H 40. Système 2 voies. 80 W. BP 50 Hz-22 kHz. 96 dB/1 W/1 m.

midri
75, BD DE COURCELLES - 75008 PARIS
TEL. : 766.23 72 - TELEX 643.382 F
UN SPECIALISTE DE LA SONO